

**Systementwurf von
Spannungszwischenkreisumrichtern in
einem schwachen Netz**

Dissertation

Zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

der

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

der Technischen Universität Ilmenau

vorgelegt von

M.Sc. Pengpai Dang

Gutachter:

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dirk Westermann

Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel

PD. Dr.-Ing. habil. Thomas Ellinger

vorgelegt am: 03. 12. 2014

Verteidigung am: 17. 06. 2015

urn: nbn: de: gbv: ilm1-2015000491

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meines Promotionsstudiums an der Technischen Universität Ilmenau im Fachgebiet Leistungselektronik und Steuerungen in der Elektroenergietechnik der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik.

Mein herzlicher Dank gilt dem Fachgebietsleiter Herrn Professor Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt und Herrn PD. Dr.-Ing. habil. Thomas Ellinger für die Anregung, Unterstützung und Förderung dieser Arbeit.

Bei Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dirk Westermann und Herrn Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel bedanke ich mich ganz herzlich für die Übernahme der beiden Begutachtungen.

Herrn PD. Dr.-Ing. habil. Thomas Ellinger möchte ich für die fachliche Diskussion und seine richtungweisenden Ratschläge zur Entwicklung des Themas sowie für seine fachliche Unterstützung meinen aufrichtigen Dank aussprechen. Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Gens bedanke ich mich für seine Hilfe bei der inhaltlichen Gestaltung und sprachlichen Abfassung der Arbeit.

Weiterhin möchte ich mich bei den Kollegen des Fachgebietes für die kameradschaftliche Hilfe und Zusammenarbeit bedanken.

Nicht zuletzt bedanke ich mich sehr bei meinen Eltern, die mir zur Seite standen und für einen reibungslosen Verlauf der Arbeit sorgten. Schließlich danke ich ganz herzlich meinem Mann Jian sowie meiner Tochter Helen für Ihre moralische Unterstützung und auch für Ihre Geduld, ohne die die Vollendung dieser Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Zusammenfassung

Pengpai Dang

Systementwurf von Spannungszwischenkreisumrichtern in einem schwachen Netz

134 Seiten, 107 Bilder, 85 Lit

Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik,
Dissertation, 2014

In modernen elektrischen Netzen stellt der PWM-Stromrichter, der zwischen einer Energiequelle und dem elektrischen Netz geschaltet ist, eine zunehmend wichtige Topologie dar. Bei den Energiequellen handelt es sich vornehmlich um solche, die den erneuerbaren Energien zuzuordnen sind.

In derartigen Konfigurationen sind häufig schwache Netze vorhanden, die durch eine große Netzimpedanz gekennzeichnet sind. Das schwache Netz kann zu neuen Problemen bei der Auslegung des Stromrichters führen.

Es treten unsymmetrische Betriebsbedingungen im fehlerhaften Fall auf. Sie können Harmonische niederer Ordnung sowohl auf der AC- als auch auf der DC-Seite hervorrufen. Diese verschlechtern nicht nur die Performance des elektrischen Systems sondern erhöhen auch die Belastung des Zwischenkreiskondensators. Ein schwaches Netz kann den Einfluss der unsymmetrischen Betriebsbedingungen auf den Stromrichter verstärken.

In der vorliegenden Arbeit wird ein neuartiger Stromregler vorgeschlagen, der in der Lage ist, unter unsymmetrischen Betriebsbedingungen zu arbeiten und störende Harmonische zu eliminieren. Weiterhin werden die Einflüsse der Unsymmetrien auf die Dimensionierung der Leistungshalbleiter und des Zwischenkreiskondensators des Stromrichters analysiert. Die Ergebnisse der Analyse werden mit denen des unter symmetrischen Betriebsbedingungen arbeitenden Systems verglichen und bewertet.

In der praktischen Anwendung sind häufig mehrere Stromrichter parallel an ein schwaches Netz angeschlossen. Hier können sich die Stromrichter gegenseitig beeinflussen. In der Dissertation werden die dynamischen Wechselwirkungen zwischen den Stromrichtern detailliert untersucht. Auf der Basis der Analyseergebnisse werden Methoden erarbeitet, die auf die Erhöhung der Robustheit der Funktion des einzelnen Stromrichters abzielen.

Anhand simulativer und experimenteller Untersuchungen wird die Gültigkeit der theoretischen Analysen verifiziert.

Abstract

Pengpai Dang

System design of voltage source converter in a weak grid

134 pages, 107 figures, 85 reference literatures

Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik,
Dissertation, 2014

In many power systems a three-phase PWM converter is a major topology and interfaces renewable energy source with a power grid.

For some converter systems power grid is weak, which is typically characterized by the high grid impedance. A weak grid can lead to new problems for design of this power converter system.

The unbalanced operating conditions occur in the converter system. They can cause harmonics both on the AC side and the DC side of the converter system. Such harmonics not only deteriorate the performance of the system but also increase the stress on the DC link capacitor.

A weak power grid can intensify the influences of the unbalanced operating condition in the converter system. Therefore, in this dissertation a new control for the converter system is proposed under unbalanced operating condition, in order to eliminate these harmonics, thus decrease the size of DC link capacitor.

Furthermore, the influences of the unbalanced condition should be considered to dimension the semiconductor and the DC link capacitor in the converter system. The analysis results are compared with that under balanced condition.

In practical applications several converters are connected in parallel to a weak grid. Here the converters could influence mutually. In this work the dynamic interaction of the converters is in detail analyzed. Based on the analysis, the methods are given, in order to improve the robustness of the converter.

Finally the simulations and experiments are carried out to verify the validity of the theoretical analyses.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung.....	1
1.1	Hintergrund und Problemstellung	1
1.2	Aufgabenstellung	3
1.3	Gliederung der Arbeit	5
2	Mathematisches Modell eines dreiphasigen Gleichrichtersystems.....	7
2.1	Modell des Gleichrichters bei symmetrischen Netzbedingungen	7
2.2	Modell des Gleichrichters bei unsymmetrischen Netzbedingungen	9
2.3	Modell des Gleichrichters bei nicht nur unsymmetrischen sondern auch verzerrten Netzbedingungen	13
2.4	Leistungsmodell	15
2.4.1	Leistungsmodell bei unsymmetrischen Netzbedingungen	15
2.4.2	Leistungsmodell bei unsymmetrischen und verzerrten Netzbedingungen.....	18
2.5	Modell des Gleichrichtersystems im stationären Zustand bei unsymmetrischen Netzbedingungen	20
3	Dimensionierung der Leistungshalbleiter und des Zwischenkreiskondensators eines Wechselrichters.....	22
3.1	Dimensionierung der Leistungshalbleiter.....	23
3.1.1	Abschätzung der Verluste im Wechselrichter bei symmetrischer Netzspannung.....	24
3.1.2	Vergleich der Verluste im Wechselrichter bei symmetrischer und unsymmetrischer Netzspannung	30
3.2	Dimensionierung des Zwischenkreiskondensators.....	32
3.2.1	Berechnung des effektiven Rippelstroms durch den Kondensator bei symmetrischen Netzbedingungen.....	33
3.2.2	Berechnung der Rippelspannung über den Kondensator bei symmetrischen Netzbedingungen.....	38
3.2.3	Simulation des Spannungsrippels und des Effektivwerts des Stromrippels des Zwischenkreises bei symmetrischen Netzbedingungen.....	39
3.2.4	Simulation des Spannungsrippels und des Effektivwerts des Stromrippels des Zwischenkreises bei unsymmetrischen Netzbedingungen.....	43
3.2.5	Vergleich des Zwischenkreisspannungsrippels und des Effektivwerts des Zwischenkreisstromrippels bei symmetrischen und unsymmetrischen Netzbedingungen durch Simulation	44
4	Ein neues Regelungsverfahren für einen AC/DC-Gleichrichter bei unsymmetrischer Netzbedingung.....	46
4.1	Idee der Eliminierung der zweiten Spannungsharmonische und der dritten Stromharmonische.	50
4.2	Modell des Gleichrichters für den stationären Zustand	52
4.3	Regelungsverfahren.....	52

4.4	Simulationsergebnisse	54
5	Stabilitätsanalyse eines Aktiv-Power-Filters	60
5.1	Modell eines APF-Systems	63
5.1.1	Modell des offenen Kreises des APFs ohne Stromregler	63
5.1.2	Modell des offenen Kreises des APFs mit Stromregler	64
5.2	Einfluss einiger Parameter auf die Stabilität eines einzigen APFs	66
5.2.1	Netzparameter	67
5.2.2	Einfluss der Filterparameter	68
5.2.3	Einfluss der Netzparameter	71
5.2.4	Einfluss der Parameter des Stromreglers	74
5.2.5	Einfluss der Parameter der PWM	76
5.2.6	Einfluss der Kabelparameter	78
5.2.7	Zusammenfassung	78
5.3	Simulation des APF-Systems im Zeitbereich	78
5.3.1	Einfluss des Filterparameters	78
5.3.2	Einfluss der Parameter des Stromreglers	80
6	Stabilität des mehrfach parallelen APF-Systems	82
6.1	Ausgangsimpedanz eines APF	84
6.1.1	Bestimmung der Ausgangsimpedanz	84
6.1.2	Einfluss wesentlicher Parameter auf die Ausgangsimpedanz	87
6.2	Stabilitätsanalyse eines zweifach parallelen APF-Systems	90
6.2.1	Modellierung eines zweifach parallelen APF-Systems	90
6.2.2	Einfluss des einen APF auf die Stabilität des anderen APF	93
6.3	Verbesserung dynamischer Robustheit eines APFs	100
6.3.1	Einfluss der Filterinduktivität des APF 1 L_{f1}	100
6.3.2	Einfluss der Proportionalverstärkung des Stromreglers K_{p1} des APF 1	102
6.3.3	Einfluss der PWM-Verzögerungszeit des APF 1 T_{d1}	103
6.4	Zusammenfassung	104
6.5	Simulation des Systems im Zeitbereich	105
6.5.1	Simulationsparameter	105
6.5.2	Simulationsergebnisse	105
6.6	Experimentelle Ergebnisse	107
6.6.1	Parameter der Versuchsanlage	107
6.6.2	Ergebnisse des Experiments	108
7	Einfluss des schwachen Netzes auf ein mehrfach paralleles Wechselrichtersystem	112
8	Zusammenfassung und Ausblick	115
8.1	Zusammenfassung	115
8.2	Benennung zukünftiger Aufgaben	118
9	Anhang	119

9.1	Technische Daten	119
9.2	Simulationsdiagramm.....	119
9.3	Ableitungen des Modells des Stromrichtersystems	121
10	Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen	124
10.1	Abkürzungsverzeichnis	124
10.2	Formelzeichen.....	124
10.3	Tiefgestellte Indizes	124
10.4	Hochgestellte Indizes	126
11	Literaturverzeichnis.....	129

1 Einleitung

1.1 Hintergrund und Problemstellung

Innerhalb der elektrischen Energietechnik sind dreiphasige PWM-Stromrichter wichtige Topologien zur Verbindung herkömmlicher Energiequellen mit einem elektrischen Netz. Es werden PWM-DC/AC-Wechselrichter eingesetzt [1-3], um Energie auf der Basis von Gleichstrom (DC) in eine solche auf der Basis von Wechselstrom (AC) umzuwandeln. Das kann zum Beispiel ein Antriebssystem sein.

Im Gegensatz dazu ist der Stromrichter ein dreiphasiger PWM-AC/DC-Gleichrichter [4-5], um Wechselstrom in Gleichstrom umzuwandeln, z. B. bei Gleichstromantrieben mit einstellbarer Geschwindigkeit (ASDs), unterbrechungsfreie Leistungsstromversorgungen (UPSs), HVDC-Systeme usw.

In dreiphasigen Elektroenergiesystemen (EES) können häufig auftreten: Spannungsunsymmetrien, Spannungseinbrüche und Eingangsimpedanzasymmetrien infolge unsymmetrischer Leistungsversorgung, unsymmetrischer Lasten und anderer Fehler. Unter diesen Bedingungen ist in der Literatur gezeigt worden [6-10], dass gerade Harmonischen in der Zwischenkreisspannung und ungerade Harmonische in den Netzströmen auftreten.

Daher treten unter unsymmetrischen Betriebsbedingungen in diesen Wandlerssystemen Probleme wegen schlechter Energienetzqualität auf. Es entstehen injizierte Stromüberschwingungen, resultierende Spannungsverzerrungen und Harmonische auf der DC-Seite. Diese wiederum beeinflussen die Größe des AC- und des DC-Filter.

In den letzten Jahren haben die erneuerbaren Energiequellen mehr und mehr Aufmerksamkeit gewonnen. Sie leisten einen wichtigen Beitrag zur erzeugten Gesamtenergie in der Welt. Dazu gehören Wind- und Wasserkraftanlagen sowie Photovoltaik-Anlagen (PV). Sie tragen außerdem zur Milderung der Energieknappheit und der Umweltverschmutzung bei. Infolge ihrer Unabhängigkeit von nur begrenzt vorhandenen fossilen und nuklearen Brennstoffen und ihrer geringfügigen Auswirkungen auf die Umwelt werden sie innerhalb der nächsten Jahrzehnte wesentlich zur zuverlässigen Energieversorgung beitragen [1-4].

Im Elektroenergiesystem werden die erneuerbaren Energiequellen über einen Stromrichter ans Netz angeschlossen. In manchen Systemen ist ein schwaches Netz vorhanden, das typischerweise durch eine hohe Netzimpedanz gekennzeichnet ist [11-12].

Wie in Abb. 1.1 gezeigt, haben die Hochspannung/Mittelspannungstransformatoren sowie ein an den Mittelspannungstransformator angeschlossenes dreiphasiges Kabel eine geringe Impedanz. Wenn die PV-Anlagen in einem abgelegenen Dorf liegen, kann die Mittelspannungsleitung sehr lang werden (hunderte Kilometer) und dann hat das Kabel eine relevant hohe Impedanz [50]. Die Impedanz des Mittelspannungs/Niederspannungstransformators kann an solchen Orten auch erheblich höher sein, an denen die Transformator-Nennleistung wesentlich niedriger sein könnte. Die Impedanz zwischen Stromrichter und dem Niederspannungstransformator kann auch hoch sein [53]. In Tabelle 1.1 sind die Parameter eines PV-Systems mit einer sehr großen Netzimpedanz im schwachen Netz aufgeführt.

Das schwache Netz im Elektroenergiesystem kann zu folgenden neuen Problemen führen.

Zunächst ist ein schwaches Netz empfindlich gegenüber unsymmetrischen Betriebsbedingungen. Es kann die Einflüsse unsymmetrischer Betriebsbedingungen verstärken. Somit sollen die Einflüsse der unsymmetrischen Betriebsbedingungen auf die Dimensionierung der Halbleiter und des Zwischenkreiskondensators im System untersucht werden.

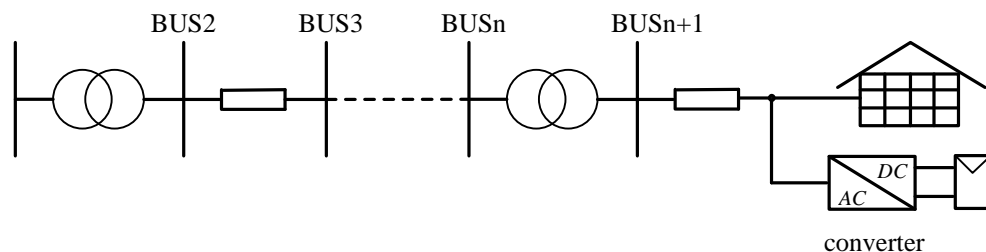


Abb. 1.1: Spannungsnetzen mit PV-Stromrichter [53]

Tabelle 1.1: Parameter eines PV-Sytem [53]

3KW PV-System			
LCL-Filter	Boost-Induktivität	0.4mH	1%
	Netzseitige Induktivität	0.2mH	
	Filterkapazität	5 μ F	3%
Netzimpedanz	Maximaler Wert (schwaches Netz)	2.7 Ω	15%
	Minimaler Wert (starkes Netz)	0.4 Ω	2%

Im praktischen Fall sind darüber hinaus oft viele Stromrichter parallel an so ein schwaches Stromnetz angeschlossen. Jeder Stromrichter hat seine Last. Für dieses mehrfach parallele netzgekoppelte Stromrichtersystem kann der dynamische Einfluss eines einzelnen Stromrichtersystems auf die anderen Stromrichtersysteme aufgrund des schwachen Netzes nicht vernachlässigt werden. Die Stabilität dieses Systems muss beim schwachen Netz analysiert werden. In einem Stromrichter wird die Stabilität des Systems von einigen Faktoren beeinflusst. Erstens kann die Resonanz zwischen der induktiven Komponente und dem Kondensator zu Instabilität führen, falls der Regler nicht geeignet ausgelegt wird, z. B. in einem LCL-Filter Wechselrichtersystem [71-76]. Zweitens kann die Instabilität des Stromrichtersystems durch Anwendung einer Phase-Locked-Loop-Struktur (PLL) verursacht werden [67-70]. Drittens kann ein schwaches Netz die Instabilität des Stromrichtersystems hervorrufen [53] [58] [71]. Die ersten und zweiten Fälle werden an vielen Literaturstellen umfassend untersucht. Deshalb werden sie in dieser Arbeit nicht weiter untersucht. Für den dritten Fall gibt es wenige Hinweise in der Literatur, weshalb sie in dieser Arbeit ausführlich behandelt werden.

1.2 Aufgabenstellung

Um die Analyse zu vereinfachen, wird in dieser Arbeit ein dreiphasiges Stromrichtersystem als ein Beispiel untersucht. Es ist in Abb. 1.2 gezeigt. In diesem System wird ein Spannungswechselrichter (SWR) zwischen dem schwachen Netz und einer erneuerbaren Energiequelle geschaltet. Im System wird ein Kondensator verwendet, um die Stabilisierung der Gleichspannung zu unterstützen. Danach stellt das System das Gate-Ansteuersignal für einen dreiphasigen PWM-Wechselrichter bereit.

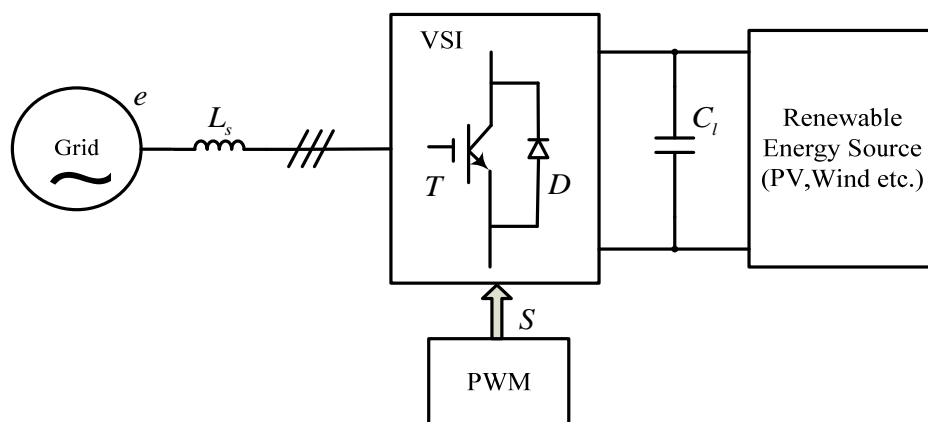


Abb. 1.2: Das Stromrichtersystem als Beispiel

In dieser Dissertation werden die folgenden Betrachtungen hinsichtlich dieses Systems detailliert durchgeführt.

Erstens wird auf den Einfluss der unsymmetrischen Betriebsbedingungen auf die Halbleiter und den Zwischenkreiskondensator eingegangen. Die unsymmetrischen Betriebsbedingungen verändern die Belastung der leistungselektronischen Schalter und des Zwischenkreiskondensators. Im dreiphasigen PWM-Stromrichtersystem sind viele elektronische Schalter wie Dioden und Isolated-Gate-Bipolar-Transistor (IGBT) eingesetzt. Diese Halbleiter sollten unter Berücksichtigung der Verlustleistung für den Worst-Case-Fall ausgelegt werden, da die maximale Innentemperatur dieser Halbleiter vom thermischen Impedanz-Modell und den Leistungsverlusten abhängt. Demzufolge müssen die Leistungsverluste der Halbleiter ermittelt werden, um die Halbleiter zu dimensionieren. Zudem trägt der Zwischenkreiskondensator wesentlich zum Volumen, dem Gewicht und den Kosten dieses Stromrichters bei. Aus diesem Grund muss der notwendige Aufwand für den Kondensator genau bestimmt und wenn möglich eine Überdimensionierung verhindert werden. Die Arbeitsspannung und insbesondere die Innentemperatur haben einen signifikanten Einfluss auf die Lebensdauer des Kondensators. Die Innentemperatur, die wichtig für die Lebensdauer ist, korreliert mit der Verlustleistung. Die Verlustleistung wird durch den Effektivwert des Kondensatorstromes verursacht. Deshalb müssen der effektive Kondensatorstrom und die Rippelspannung über den Kondensator berechnet und analysiert werden. Diese Gesichtspunkte werden ausführlich in dieser Dissertation behandelt.

Zweitens können bei unsymmetrischer Netzspannung niedrige Harmonische sowohl auf der DC-Seite als auch auf der AC-Seite des Stromrichtersystems auftreten. Solche Harmonische verschlechtern das Verhalten des Systems. Weiterhin haben solche Harmonischen Einfluss auf die Dimensionierung des Zwischenkreiskondensators. Daher ist es wichtig, einen geeigneten Regler einzusetzen, um die Harmonischen zu eliminieren. Aus diesem Grund wird für unsymmetrische Betriebsbedingungen ein neuer Stromregler für das Stromrichtersystem entworfen, um die Harmonischen im Zwischenkreis und auf der Netzseite zu minimieren, die wiederum die Größe des Kondensators, damit die Gesamtkosten des Systems verringern und die Performance des Systems verbessern.

Drittens muss in einem mehrfach parallelen Stromrichtersystem, das mit einem schwachen Netz verbunden ist, der Einfluss des einen Stromrichtersystems auf die

dynamische Stabilität des anderen Stromrichtersystems berücksichtigt werden. Deshalb wird der dynamische Einfluss eines Stromrichtersystems auf das andere Stromrichtersystem beim schwachen Netz in dieser Dissertation analysiert. Dazu gibt es in der Literatur keine Hinweise. Mit der Ausgangsimpedanzmethode des geschlossenen Kreises eines Stromrichtersystems und mittels Frequenzbereich-Technik wird gezeigt, dass die dynamische Wechselwirkung zu Schwingungen und sogar zur Instabilität des mehrfach parallelen Stromrichtersystems führen kann. Des Weiteren wird untersucht, wie die Parameter eines Stromrichtersystems die Stabilität des mehrfach parallelen Stromrichtersystems beeinflussen. Gemäß der Analyse wird angegeben, welche Parameter man einstellen kann, um diesen Einfluss zu vermindern.

1.3 Gliederung der Arbeit

Diese Dissertation ist in folgendem Kapitel unterteilt.

Kapitel 1 enthält die Einleitung.

Im Kapitel 2 wird ein dynamisches mathematisches Modell eines dreiphasigen PWM-AC/DC-Gleichrichtersystems im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem und im rotierenden dq -Koordinatensystem bei symmetrischer Betriebsbedingung berechnet und analysiert. Zusätzlich wird ein mathematisches Modell bei unsymmetrischen und verzerrten Betriebsbedingungen abgeleitet.

Im Kapitel 3 ist unter unsymmetrischen Netzbedingungen die Auslegung eines dreiphasigen PWM-DC/AC-Wechselrichtersystems dargestellt, d. h. es wird untersucht wie die elektronischen Halbleiterbauelementen (Dioden und IGBT) ausgelegt werden und wie der Zwischenkreiskondensator dimensioniert wird. Das relevante Kriterium für das Design wird angegeben. Weiterhin werden die Einflüsse eines unsymmetrischen Netzes auf die Leistungskomponenten behandelt. Schließlich werden die Simulationen behandelt.

Unter unsymmetrischen Betriebsbedingungen treten Harmonische auf der AC- und DC-Seite eines dreiphasigen AC/DC-Gleichrichtersystems auf. Im Kapitel 4 wird ein neues auf der Rückkopplung basierendes Regelungsverfahren für das Gleichrichtersystem unter unsymmetrischen Betriebsbedingungen vorgestellt, um die 2. Harmonische im Zwischenkreis und 3. Harmonische auf der AC-Seite zu reduzieren. Die Verhältnisse werden simuliert und die Ergebnisse mit dem konventionellen Regler verglichen.

Im Kapitel 5 wird die Stabilität eines Wechselrichtersystems beschrieben. Auf der Basis seines dynamischen mathematischen Modells, werden die Einflüsse einiger Parameter auf die Stabilität untersucht. Die entsprechenden Simulationsergebnisse verifizieren die theoretischen Analyseergebnisse.

Im Kapitel 6 wird auf die dynamische Wechselwirkung zwischen den mehrfach parallelen Wechselrichtersystemen in einem schwachen Netz eingegangen. In der Untersuchung wird das Ausgangsimpedanzverfahren eingesetzt. Erstens wird das Ausgangsimpedanzmodell eines Wechselrichters vorgestellt und berechnet. Dann wird der Einfluss der Ausgangsimpedanz auf die anderen Wechselrichter analysiert. Schließlich werden die Experimente und Simulationen ausgewertet, um die theoretische Analyse zu verifizieren.

Im Kapitel 7 wird der Einfluss des schwachen Netzes auf die Stabilität eines mehrfach parallelen Wechselrichtersystems analysiert.

Kapitel 8 enthält die Schlussfolgerungen und weist auf künftige notwendige Arbeiten hin.

2 Mathematisches Modell eines dreiphasigen Gleichrichtersystems

Dreiphasige PWM-Gleichrichter unter symmetrischen Netzbedingungen sind eingehend untersucht worden [13-14]. Es ist eine gute Lösung für hohe Ströme und einen hohen Leistungsfaktor. In tatsächlichen Applikationen treten häufig unsymmetrische Netzspannungen auf, insbesondere in einem schwachen Netzsystem infolge unsymmetrischer Phasenlast, unsymmetrischer Transmissionsimpedanz pro Phase und Einflüssen durch Störungen oder Fehlerzuständen im Übertragungsnetz.

Eine unsymmetrische Netzspannung führt zum Auftreten eines Gegensystems der Netzspannung. Damit wird die Performance des PWM-Gleichrichters verschlechtert. Außerdem treten häufig verzerrte Netzspannungen auf [15-16]. Sie können Oberschwingungen in den Netzströmen verursachen. Gleichrichter in drehzahlgeregelten Antrieben, Antriebe mit Thyristor-Stromrichtern usw., sind die größten Verursacher für harmonische Verzerrungen.

Um den Regler des PWM-Gleichrichters auszulegen und die Leistungsbauteile im Gleichrichtersystem zu dimensionieren, muss zuerst das mathematische Modell des Gleichrichtersystems erarbeitet werden.

In diesem Kapitel wird erstens das mathematische Modell des dreiphasigen Gleichrichters bei symmetrischer Netzbedingung aufgestellt. Zweitens wird das mathematische Modell auf unsymmetrische und verzerrte Netzbedingungen ausgedehnt und analysiert. Schließlich werden die Schlussfolgerungen angegeben.

2.1 Modell des Gleichrichters bei symmetrischen Netzbedingungen

Ein dreiphasiger PWM-Gleichrichter ist in Abb. 2.1 gezeigt. Im dreiphasigen PWM-Gleichrichtersystem ist die Nullsystemleistung aufgrund der Abwesenheit des Netzstroms des Nullsystems nicht vorhanden, trotz des Bestehens der Netzspannung des Nullsystems. Aus diesem Grund braucht man die Nullsystem-Komponente im dreiphasigen PWM-Gleichrichtersystem nicht zu betrachten.

Die Differentialgleichungen (2.1)-(2.4) beschreiben das Großsignal-Schaltungsmodell des Gleichrichters und werden im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem ausgedrückt.

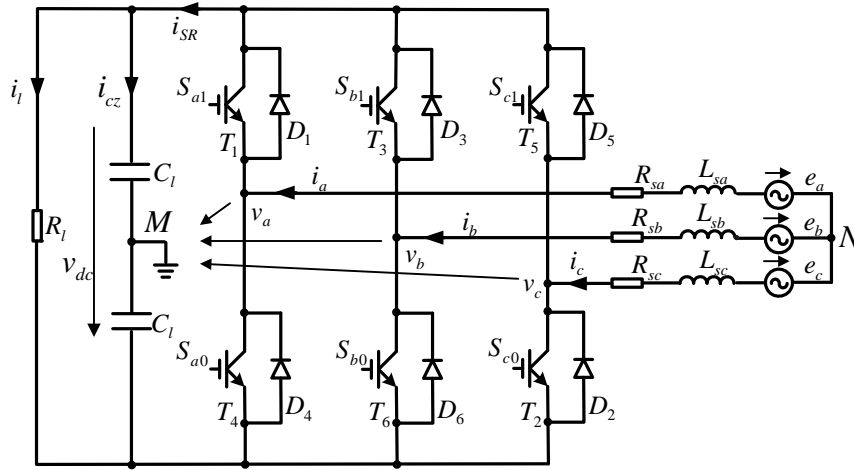


Abb. 2.1: Dreiphasiges PWM AC/DC Gleichrichtersystem

Das dynamische Verhalten auf der AC-Seite des Gleichrichters kann im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem durch folgende Differentialgleichungen ausgedrückt werden:

$$e_m = v_m + R_s \cdot i_m + L_s \cdot \frac{di_m}{dt} \quad (2.1)$$

Dabei beschreibt m die α - oder β -Komponente, e und i sind jeweils die Netzspannung und der Netzstrom, v ist die Spannung am Gleichrichtereingang, R_s und L_s sind jeweils der Widerstand und die Induktivität auf der Netzseite.

Das Verhalten am Gleichrichtereingang wird wie folgt angegeben.

$$v_m = \frac{1}{2} d_m \cdot v_{dc} \quad (2.2)$$

$$i_{SR} = \frac{3}{4} \sum_{m=\alpha,\beta} d_m \cdot i_m \quad (2.3)$$

Dabei ist d der Mittelwert der Schaltfunktion des Gleichrichters, v_{dc} ist die Zwischenkreisspannung des Gleichrichters und i_{SR} ist der Zwischenkreisstrom.

Das Verhalten auf der DC-Seite kann man in folgender Gleichung erfassen:

$$i_{SR} = \frac{v_{dc}}{R_l} + C_l \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} = i_l + C_l \cdot \dot{v}_{dc} \quad (2.4)$$

Hierin sind R_l und C_l der Widerstand und die Kapazität auf der DC-Seite und i_l ist der Strom durch den Widerstand.

Mittels komplexer Vektoren kann man Gln. (2.1) – (2.3) wie folgt umformen:

$$\begin{aligned}\vec{e}_{\alpha\beta} &= \vec{v}_{\alpha\beta} + R_s \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + L_s \cdot \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} \\ \vec{v}_{\alpha\beta} &= \frac{1}{2} \vec{d}_{\alpha\beta} \cdot v_{dc} \\ i_{SR} &= \frac{3}{4} \operatorname{Re}(\vec{d}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}^*)\end{aligned}\tag{2.5}$$

Wobei $\vec{x}_{\alpha\beta} = \vec{x}_\alpha + j\vec{x}_\beta$ (x repräsentiert die Variable e, v, i oder d) die komplexe Vektor-Variante in zwei Komponenten α und β beschreibt.

Die Gl. (2.4) und Gl. (2.5) beschreiben das Modell des Gleichrichters im stationären $\alpha\beta$ -Koordinaten. Anhand des mathematischen Modells wird das Blockschaltbild im Laplacebereich in Abb. 2.2 erstellt.

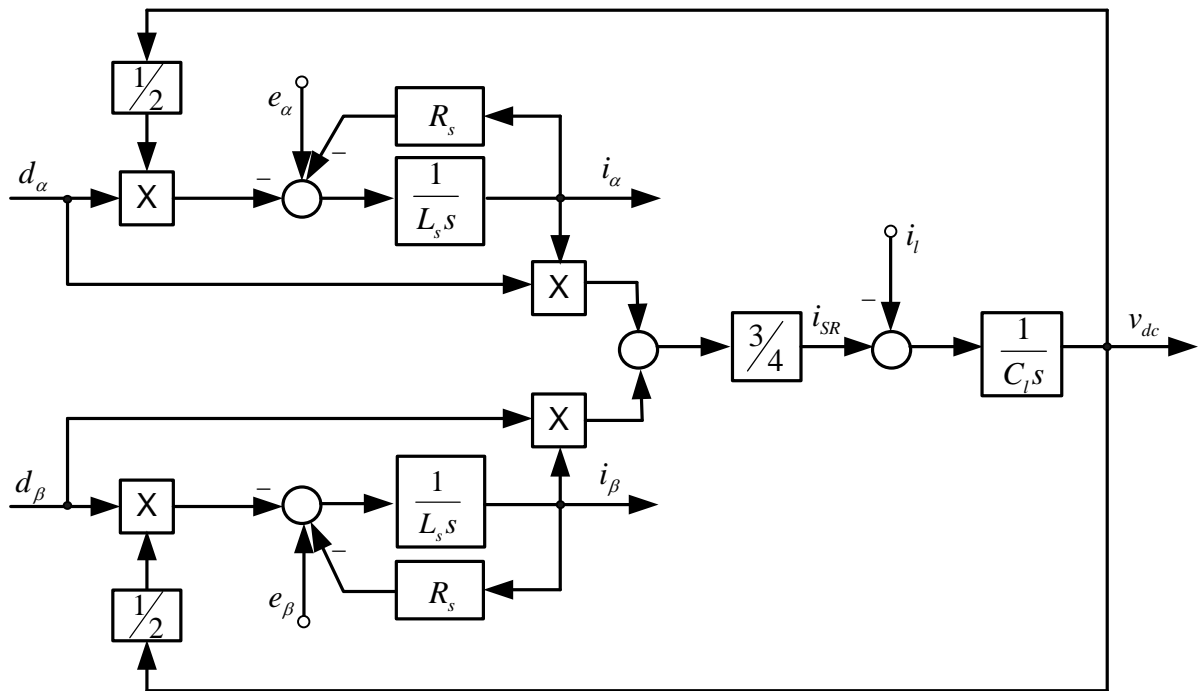


Abb. 2.2: Blockschaltbild des Gleichrichters in stationärem $\alpha\beta$ -Koordinaten und im Laplacebereich

2.2 Modell des Gleichrichters bei unsymmetrischen Netzbedingungen

Bei unsymmetrischen Netzbedingungen kann die Netzspannung in zwei symmetrische Komponenten, d.h. in ein Mitsystem und ein Gegensystem zerlegt werden. Der Netzstrom, die Spannung am Gleichrichtereingang und der Mittelwert der Schaltfunktion

können in gleicher Weise formuliert werden. Im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem kann die unsymmetrische komplexe Vektor-Variable in die Mitsystem-Komponente und in die Gegensystem-Komponente aufgeteilt werden. Das zeigt die folgende Gleichung:

$$\vec{x}_{\alpha\beta} = \vec{x}_{\alpha\beta}^{(+1)} + \vec{x}_{\alpha\beta}^{(-1)} \quad (2.6)$$

Die Variable \vec{x} kann der komplexe Vektor der Netzspannung, des Netzstroms oder des Mittewerts der Schaltfunktion sein. $\vec{x}^{(+1)}$ und $\vec{x}^{(-1)}$ beschreiben jeweils den komplexen Vektor der Grundschiwingung des Mitsystems und des Gegensystems.

Durch zeitvariante Fourierreihenentwicklung erhält man die Beziehung zwischen dem komplexen Vektor \vec{x} im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem und dem komplexen Vektor der Grundschiwingung des Mitsystems und des Gegensystems im dq -Koordinatensystem. Zudem wird die Beziehung zwischen der Zwischenkreisspannung (des Laststroms) und der DC-Komponente sowie des komplexen Vektors der 2. Harmonische erhalten, siehe Gln. (2.7).

$$\begin{aligned} \vec{x}_{\alpha\beta} &= \vec{x}_{dq}^{(+1)} \cdot e^{j\omega t} + \vec{x}_{dq}^{(-1)} \cdot e^{-j\omega t} \\ v_{dc} &= \vec{v}_{dcab}^{(2)} \cdot e^{j2\omega t} + v_{dc}^{(0)} + \vec{v}_{dcab}^{(2)*} \cdot e^{-j2\omega t} \\ i_l &= \vec{i}_{lab}^{(2)} \cdot e^{j2\omega t} + i_l^{(0)} + \vec{i}_{lab}^{(2)*} \cdot e^{-j2\omega t} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Wobei $\vec{x}_{dq}^{(+1)}$ und $\vec{x}_{dq}^{(-1)}$ ($x = e, v, i, d$) die zeitvariante Amplituden des komplexen Vektors der Grundschiwingung des Mitsystems und des Gegensystems beschreiben. $\vec{v}_{dcab}^{(2)}$ und $\vec{i}_{lab}^{(2)}$ sind die zeitvariante Amplituden des komplexen Vektors der 2. Harmonische der Zwischenkreisspannung und des Stroms durch den Widerstand. $\vec{v}_{dcab}^{(2)*}$ und $\vec{i}_{lab}^{(2)*}$ sind die zeitvariante Amplituden der konjugierten komplexen Vektoren von $\vec{v}_{dcab}^{(2)}$ und von $\vec{i}_{lab}^{(2)}$. $v_{dc}^{(0)}$ und $i_l^{(0)}$ sind die DC-Komponenten der Zwischenkreisspannung und des Stroms. ω ist die Kreisfrequenz der Grundschiwingung.

Setzt man die Gln. (2.7) in Gln. (2.4) – (2.5) ein, so wird das Modell in das rotierende dq - Koordinatensystem überführt.

Das Modell für das Gleichrichtersystem auf der AC-Seite kann man wie folgt herleiten:

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{2}(d_d^{(+1)} \cdot v_{dca}^{(2)} + d_q^{(+1)} \cdot v_{dcb}^{(2)} + d_d^{(-1)} \cdot v_{dc}^{(0)}) &= v_d^{(-1)} = e_d^{(-1)} - R_s \cdot i_d^{(-1)} - L_s \cdot \frac{di_d^{(-1)}}{dt} - \omega \cdot L_s \cdot i_q^{(-1)} \\
 \frac{1}{2}(-d_d^{(+1)} \cdot v_{dcb}^{(2)} + d_q^{(+1)} \cdot v_{dca}^{(2)} + d_q^{(-1)} \cdot v_{dc}^{(0)}) &= v_q^{(-1)} = e_q^{(-1)} - R_s \cdot i_q^{(-1)} - L_s \cdot \frac{di_q^{(-1)}}{dt} + \omega \cdot L_s \cdot i_d^{(-1)} \\
 \frac{1}{2}(d_d^{(-1)} \cdot v_{dca}^{(2)} - d_q^{(-1)} \cdot v_{dcb}^{(2)} + d_d^{(+1)} \cdot v_{dc}^{(0)}) &= v_d^{(+1)} = e_d^{(+1)} - R_s \cdot i_d^{(+1)} - L_s \cdot \frac{di_d^{(+1)}}{dt} + \omega \cdot L_s \cdot i_q^{(+1)} \\
 \frac{1}{2}(d_d^{(-1)} \cdot v_{dcb}^{(2)} + d_q^{(-1)} \cdot v_{dca}^{(2)} + d_q^{(+1)} \cdot v_{dc}^{(0)}) &= v_q^{(+1)} = e_q^{(+1)} - R_s \cdot i_q^{(+1)} - L_s \cdot \frac{di_q^{(+1)}}{dt} - \omega \cdot L_s \cdot i_d^{(+1)}
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

Das Modell auf der DC-Seite des Gleichrichtersystems ergibt sich zu:

$$\begin{aligned}
 i_{la}^{(2)} + C_l \cdot \left(\frac{dv_{dca}^{(2)}}{dt} - 2\omega \cdot v_{dcb}^{(2)} \right) - \frac{3}{8}(d_d^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} + d_q^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} + d_d^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)} + d_q^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)}) &= 0 \\
 i_{lb}^{(2)} + C_l \cdot \left(\frac{dv_{dcb}^{(2)}}{dt} + 2\omega \cdot v_{dca}^{(2)} \right) + \frac{3}{8}(d_d^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} - d_q^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} - d_d^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)} + d_q^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)}) &= 0 \\
 i_l^{(0)} + C_l \cdot \frac{dv_{dc}^{(0)}}{dt} - \frac{3}{4}(d_d^{(+1)} \cdot i_d^{(+1)} + d_q^{(+1)} \cdot i_q^{(+1)} + d_d^{(-1)} \cdot i_d^{(-1)} + d_q^{(-1)} \cdot i_q^{(-1)}) &= 0
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

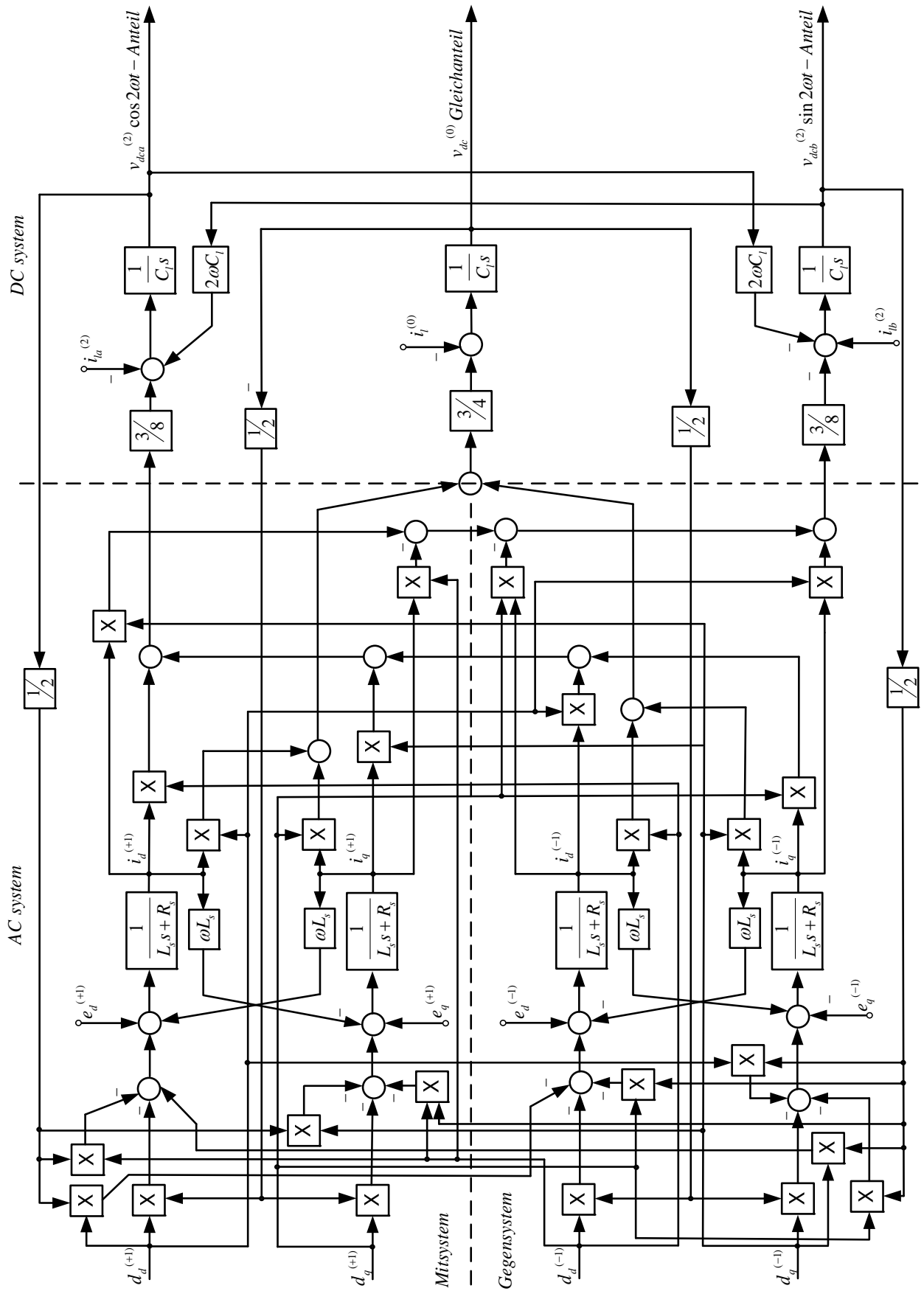
Der Zwischenkreisstrom wie folgt ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned}
 i_{SR} = \frac{3}{4} [&\text{Re}(\vec{d}_{dq}^{(+1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(+1)*} + \vec{d}_{dq}^{(-1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(-1)*}) + \text{Re}((\vec{d}_{dq}^{(+1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(-1)*}) \cdot e^{j2\omega t}) \\
 &+ \text{Re}((\vec{d}_{dq}^{(-1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(+1)*}) \cdot e^{-j2\omega t})]
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Den Gleichanteil in Gl. (2.10) kann man in Matrix-Form schreiben.

$$i_{SR} = \frac{3}{4} \begin{pmatrix} i_d^{(+1)} + i_d^{(-1)} \cdot \cos(2\theta) + i_q^{(-1)} \cdot \sin(2\theta) \\ i_q^{(+1)} - i_d^{(-1)} \cdot \sin(2\theta) + i_q^{(-1)} \cdot \cos(2\theta) \\ i_d^{(-1)} + i_d^{(+1)} \cdot \cos(2\theta) - i_q^{(+1)} \cdot \sin(2\theta) \\ i_q^{(-1)} + i_d^{(+1)} \cdot \sin(2\theta) + i_q^{(+1)} \cdot \cos(2\theta) \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} d_d^{(+1)} \\ d_q^{(+1)} \\ d_d^{(-1)} \\ d_q^{(-1)} \end{pmatrix} \tag{2.11}$$

Unter Nutzung der Zustandsgleichungen Gln. (2.8) – (2.10) und Gl. (2.4) kann man das Blockschaltbild des Gleichrichters im Frequenzbereich und im dq - Koordinatensystem aufstellen. Die so gewonnene Struktur ist in der Abb. 2.3 dargestellt. Der Entwurf für den Regler des Systems in Kapitel 4 basiert auf den Modellen in Abb. 2.2 und Abb. 2.3. Die detaillierte Herleitung des Systemmodells wird im Anhang 9 beschrieben. Gemäß dem Modell ist ersichtlich, dass unter unsymmetrischen Netzbedingungen die Netzspannung der Grundschwingung des Gegensystems zur zweiten Harmonischen der Zwischenkreisspannung und der dritten Harmonischen im Netzstrom führt.


 Abb. 2.3: Blockschaltbild des Gleichrichters im Frequenzbereich und in dq -Koordinaten

2.3 Modell des Gleichrichters bei nicht nur unsymmetrischen sondern auch verzerrten Netzbedingungen

In der Realität sind auch oft die fünften und siebenten Spannungsüberschwingungen im Netz von Bedeutung. Deshalb werden hier lediglich die fünften und siebenten Spannungsüberschwingungen in dieser Arbeit berücksichtigt. Die fünfte Spannungsüberschwingung ist ein Gegensystem und die siebente Spannungsüberschwingung ist ein Mitsystem. Hier werden das Mitsystem der fünften Oberschwingung und das Gegensystem der siebenten Oberschwingung vernachlässigt, da sie klein sind.

Unter unsymmetrischen sondern auch verzerrten Netzbedingungen hängt der komplexe Vektor \vec{x} in $\alpha\beta$ -Koordinaten nicht nur mit der Grundswingungskomponente des Mitsystems und des Gegensystems sondern auch mit der fünften und der siebenten Oberschwingungskomponente zusammen. Das wird wie folgt beschrieben:

$$\vec{x}_{\alpha\beta} = \vec{x}_{dq}^{(+1)} \cdot e^{j\omega t} + \vec{x}_{dq}^{(-1)} \cdot e^{-j\omega t} + \vec{x}_{dq}^{(-5)} \cdot e^{-j5\omega t} + \vec{x}_{dq}^{(+7)} \cdot e^{j7\omega t} \quad (2.12)$$

Hierin beschreibt $\vec{x}_{dq}^{(-5)}$ ($x = e, v, i, d$) die zeitvariante Amplitude der komplexen Vektor-Variante der 5. Oberschwingung und $\vec{x}_{dq}^{(+7)}$ ($x = e, v, i, d$) die zeitvariante Amplitude der komplexen Vektor-Variante der 7. Oberschwingung.

Setzt man Gl. (2.12) in Gl. (2.5) ein, erhält man das folgende AC-seitige Modell des Systems in dq -Koordinaten.

Die Gleichungen der Grundswingungen des Mitsystems und des Gegensystems entsprechen den Gln. (2.8). Die Gleichungen für die fünfte Oberschwingung und für die siebente Oberschwingung werden folgendermaßen ausgedrückt:

$$\vec{e}_{dq}^{(-5)} = \vec{v}_{dq}^{(-5)} + R_s \cdot \vec{i}_{dq}^{(-5)} + L_s \cdot \frac{d\vec{i}_{dq}^{(-5)}}{dt} - j5\omega \cdot L_s \cdot \vec{i}_{dq}^{(-5)} \quad (2.13)$$

$$\vec{e}_{dq}^{(+7)} = \vec{v}_{dq}^{(+7)} + R_s \cdot \vec{i}_{dq}^{(+7)} + L_s \cdot \frac{d\vec{i}_{dq}^{(+7)}}{dt} + j7\omega \cdot L_s \cdot \vec{i}_{dq}^{(+7)} \quad (2.14)$$

Für den Zwischenkreisstrom auf der DC-Seite erhält man folgenden Ausdruck:

$$\begin{aligned}
 i_{SR} = \frac{3}{4} \operatorname{Re}[\vec{d}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}^*] = \frac{3}{4} [& \operatorname{Re}(\vec{d}_{dq}^{(+1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(+1)*} + \vec{d}_{dq}^{(-1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(-1)*} + \vec{d}_{dq}^{(-5)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(-5)*} \\
 & + \vec{d}_{dq}^{(+7)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(+7)*}) + \operatorname{Re}((\vec{d}_{dq}^{(+1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(-1)*}) \cdot e^{j2\omega t} + (\vec{d}_{dq}^{(-1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(+1)*}) \cdot e^{-j2\omega t}) \\
 & + \operatorname{Re}((\vec{d}_{dq}^{(-1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(-5)*}) \cdot e^{j4\omega t} + (\vec{d}_{dq}^{(-5)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(-1)*}) \cdot e^{-j4\omega t}) + \operatorname{Re}((\vec{d}_{dq}^{(+1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(-5)*} \\
 & + \vec{d}_{dq}^{(+7)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(+1)*}) \cdot e^{j6\omega t} + (\vec{d}_{dq}^{(+1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(+7)*} + \vec{d}_{dq}^{(-5)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(+1)*}) \cdot e^{-j6\omega t}) \\
 & + \operatorname{Re}((\vec{d}_{dq}^{(+7)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(-1)*}) \cdot e^{j8\omega t} + (\vec{d}_{dq}^{(-1)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(+7)*}) \cdot e^{-j8\omega t}) \\
 & + \operatorname{Re}((\vec{d}_{dq}^{(-5)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(+7)*}) \cdot e^{-j12\omega t} + (\vec{d}_{dq}^{(+7)} \cdot \vec{i}_{dq}^{(-5)*}) \cdot e^{j12\omega t})] \quad (2.15)
 \end{aligned}$$

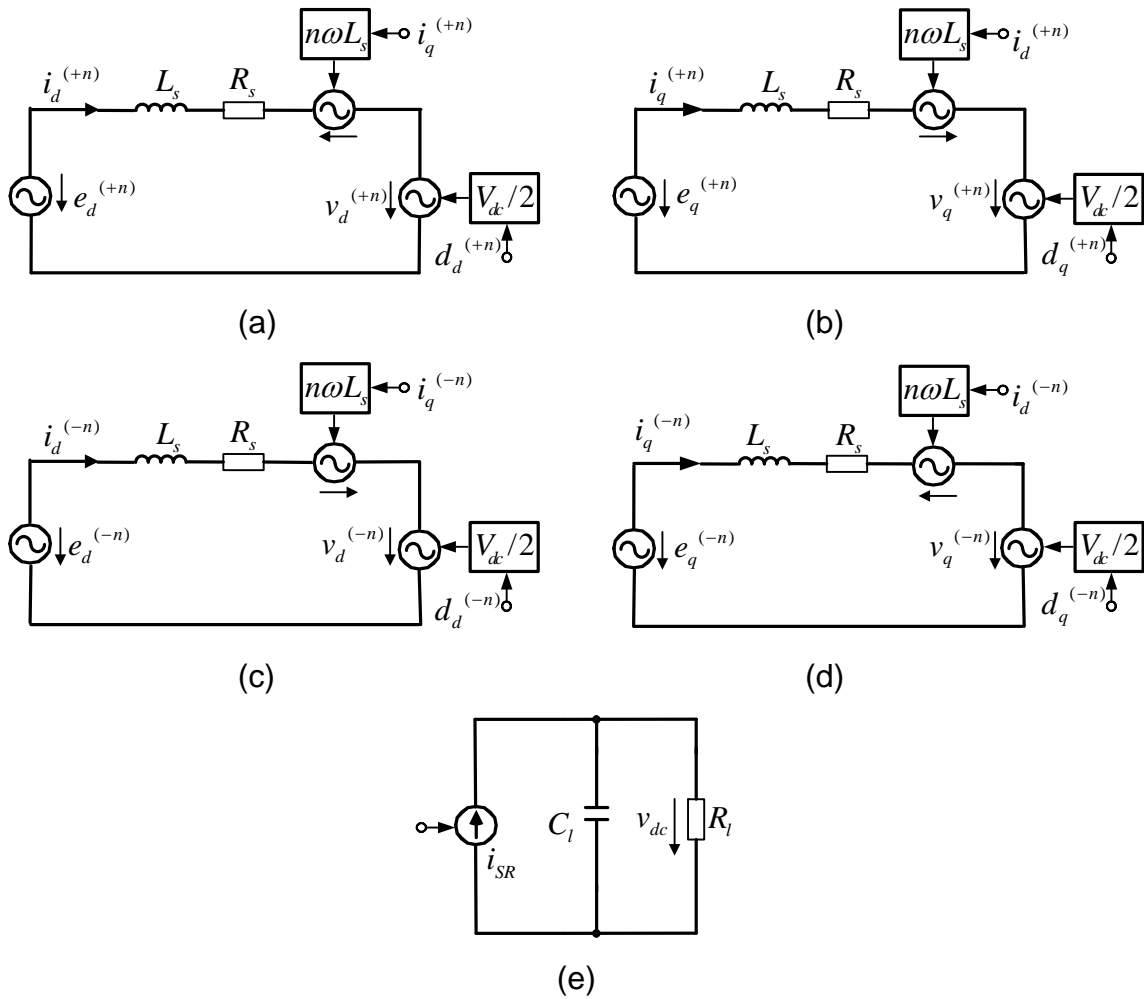


Abb. 2.4: Ersatzschaltbilder des Gleichrichters im dq -Koordinatensystem unter unsymmetrischen und verzerrten Betriebsbedingungen. a) Ersatzschaltbild der d -Komponente des Mitsystems ($n = 1,7$) b) Ersatzschaltbild der q -Komponente des Mitsystems ($n = 1,7$) c) Ersatzschaltbild der d -Komponente des Gegensystems ($n = 1,5$) d). Ersatzschaltbild der q -Komponente des Gegensystems ($n = 1,5$) e) Ersatzschaltbild auf der DC-Seite.

Die Ersatzschaltbilder des PWM-Gleichrichters unter unsymmetrischen und verzerrten Netzbedingungen sind in Abb. 2.4 gemäß Gl. (2.8), Gl. (2.13), Gl. (2.14) und Gl. (2.15) dargestellt. Abb. 2.4 (a) – (d) stellen das Modell auf der AC-Seite dar. Abb. 2.4. (e) zeigt das Modell auf der DC-Seite.

Aus den obigen Gleichungen und Ersatzschaltbildern ist gut zu erkennen, dass die Grundschiwingung des Mitsystems und des Gegensystems, die 5. und 7. Harmonische der Netzspannung zu einer Reihe von geraden Harmonischen im Zwischenkreisstrom (einschließlich 2., 4., 6., 8. und 12. Harmonische) im rotierenden dq -Koordinatensystem führen. Aufgrund des Bestehens der oben genannten geraden Harmonischen treten die Spannungsharmonischen im Zwischenkreis auf. Dies verlangt eine Vergrößerung der Zwischenkreiskapazität, um diese Harmonischen auf der Zwischenkreisspannung zu reduzieren.

2.4 Leistungsmodell

Nach der Definition der Leistung [18], wird das Leistungsmodell des Gleichrichtersystems wie folgt abgeleitet. Im System besteht die Leistung aus momentaner Wirkleistung p_N und momentaner Blindleistung q_N .

2.4.1 Leistungsmodell bei unsymmetrischen Netzbedingungen

2.4.1.1 Wirkleistungsmodell

Die momentane Netzwirkleistung ist gemäß [18] definiert als:

$$p_N = e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c = \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

Darin ist p_N die momentane Netzwirkleistung.

Durch Anwendung der Clark-Transformation und zeitvarianter Fourierreihenentwicklung folgt bei unsymmetrischen Netzbedingungen in dq -Koordinaten:

$$\begin{aligned} p_N = \frac{3}{2} [& (e_d^{(+1)} \cdot i_d^{(+1)} + e_q^{(+1)} \cdot i_q^{(+1)} + e_d^{(-1)} \cdot i_d^{(-1)} + e_q^{(-1)} \cdot i_q^{(-1)}) \\ & + (e_d^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} + e_q^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} + e_d^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)} + e_q^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)}) \cdot \cos(2\theta) \\ & + (e_d^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} - e_q^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} - e_d^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)} + e_q^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)}) \cdot \sin(2\theta)] \end{aligned} \quad (2.17)$$

Es ist deutlich zu sehen, dass die Netzwirkleistung einen Gleichanteil und Schwingungsanteile mit doppelter Grundfrequenz hat. Daher kann man Gl. (2.17) wie folgt zusammenfassen:

$$p_N = p_N^{(0)} + p_{Nc}^{(2)} \cdot \cos(2\theta) + p_{Ns}^{(2)} \cdot \sin(2\theta) \quad (2.18)$$

$p_N^{(0)}$ beschreibt den zeitvarianten Gleichanteil der Netzwirkleistung. Er lautet:

$$p_N^{(0)} = \frac{3}{2} [e_d^{(+1)} \cdot i_d^{(+1)} + e_q^{(+1)} \cdot i_q^{(+1)} + e_d^{(-1)} \cdot i_d^{(-1)} + e_q^{(-1)} \cdot i_q^{(-1)}]. \quad (2.19)$$

$p_{Nc}^{(2)}$ ist die zweite oszillierende Kosinuskomponente der Netzwirkleistung. $p_{Ns}^{(2)}$ beschreibt die zweite oszillierende Sinuskomponente der Netzwirkleistung.

2.4.1.2 Blindleistungsmodell

Bei unsymmetrischen Netzbedingungen muss eine momentane Netzblindleistung definiert werden. Die allgemeine Beschreibung der momentanen Blindleistung kann anhand einer Reihe von Spannungen (e_a', e_b', e_c') vorgenommen werden. Die Phasenverschiebung der Spannungen beträgt -90° gegenüber den Spannungen aus Gl.(2.16) [19].

$$q_N = e_a' \cdot i_a + e_b' \cdot i_b + e_c' \cdot i_c = \begin{pmatrix} e_a' \\ e_b' \\ e_c' \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

Dabei ist q_N die momentane Netzblindleistung.

Aus Gl. (2.20) erhält man die momentane Netzblindleistung bei unsymmetrischen Netzbedingungen in dq -Koordinaten.

$$\begin{aligned} q_N = \frac{3}{2} [& (-e_d^{(+1)} \cdot i_q^{(+1)} + e_q^{(+1)} \cdot i_d^{(+1)} + e_d^{(-1)} \cdot i_q^{(-1)} - e_q^{(-1)} \cdot i_d^{(-1)}) \\ & + (-e_d^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} + e_q^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} + e_d^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)} - e_q^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)}) \cdot \cos(2\theta) \\ & + (e_d^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} + e_q^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} + e_d^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)} + e_q^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)}) \cdot \sin(2\theta)] \end{aligned} \quad (2.21)$$

Nach Gl. (2.21) umfasst die Netzblindleistung zwei Anteile – einen Gleichanteil und Schwingungen mit doppelter Grundfrequenz. Sie kann wie folgt geschrieben werden.

$$q_N = q_N^{(0)} + q_{Nc}^{(2)} \cdot \cos(2\theta) + q_{Ns}^{(2)} \cdot \sin(2\theta) \quad (2.22)$$

$q_N^{(0)}$ ist der zeitvariante Gleichanteil der Netzblindleistung. Er lautet:

$$q_N^{(0)} = \frac{3}{2} [-e_d^{(+1)} \cdot i_q^{(+1)} + e_q^{(+1)} \cdot i_d^{(+1)} + e_d^{(-1)} \cdot i_q^{(-1)} - e_q^{(-1)} \cdot i_d^{(-1)}]. \quad (2.23)$$

$q_{Nc}^{(2)}$ ist die zweite oszillierende Kosinuskomponente der Netzblindleistung, $q_{Ns}^{(2)}$ beschreibt die zweite oszillierende Sinuskomponente der Netzblindleistung.

2.4.1.3 Wirkleistungsmodell am Gleichrichtereingang

Die momentane Wirkleistung am Gleichrichtereingang p_w ist gemäß [18] definiert als

$$p_w = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}. \quad (2.24)$$

Nach Gl. (2.24) ergibt sie sich bei unsymmetrischen Netzbedingungen in dq -Koordinaten zu [18]:

$$\begin{aligned} p_w &= \frac{3}{2} [(v_d^{(+1)} \cdot i_d^{(+1)} + v_q^{(+1)} \cdot i_q^{(+1)} + v_d^{(-1)} \cdot i_d^{(-1)} + v_q^{(-1)} \cdot i_q^{(-1)}) \\ &\quad + (v_d^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} + v_q^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} + v_d^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)} + v_q^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)}) \cdot \cos(2\theta) \\ &\quad + (v_d^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} - v_q^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} - v_d^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)} + v_q^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)}) \cdot \sin(2\theta)] \\ &= p_w^{(0)} + p_{wc}^{(2)} \cdot \cos(2\theta) + p_{ws}^{(2)} \cdot \sin(2\theta). \end{aligned} \quad (2.25)$$

Nach Gl. (2.25) besteht die Wirkleistung am Gleichrichtereingang aus zwei Anteilen – einem Gleichanteil und zwei Schwingungsanteilen. Der Gleichanteil $p_w^{(0)}$ ist

$$p_w^{(0)} = \frac{3}{2} [v_d^{(+1)} \cdot i_d^{(+1)} + v_q^{(+1)} \cdot i_q^{(+1)} + v_d^{(-1)} \cdot i_d^{(-1)} + v_q^{(-1)} \cdot i_q^{(-1)}]. \quad (2.26)$$

$p_{wc}^{(2)}$ ist die zweite oszillierende Kosinuskomponente, $p_{ws}^{(2)}$ ist die zweite oszillierende Sinuskomponente.

Aus den Gleichungen ist es ersichtlich, dass bei unsymmetrischen Netzbedingungen die Kombination aus der Spannungs- und Stromgrundschwingung des Mitsystems und des Gegensystems zu einem Gleichanteil der Wirkleistung und der Blindleistung beiträgt.

Die momentane Wirk- und Blindleistung enthalten oszillierende Komponenten infolge des Produkts von der Mitsystemspannung und dem Gegensystemstrom, sowie der Gegensystemspannung und dem Mitsystemstrom, d.h. es werden die zweite Harmonische der Sinus- und Kosinus-Leistung erzeugt. Die zweite harmonische Sinus- und Kosinus-Leistung werden auf die DC-Seite übertragen. Dadurch entstehen die Harmonischen in der Zwischenkreisspannung.

2.4.2 Leistungsmodell bei unsymmetrischen und verzerrten Netzbedingungen

Es wird angenommen, dass im Gleichrichtersystem nicht nur die unsymmetrische Grundschwingung, sondern auch die 5. Oberschwingung und 7. Oberschwingung auftreten.

Die Grundschwingung ist unsymmetrisch. Daher wird das unsymmetrische System in Mitsystem und Gegensystem aufgeteilt. Die 5. Harmonische besitzt nur ein Gegensystem. Die 7. Harmonische besitzt nur ein Mitsystem.

Der zeitvariante Gleichanteil der momentanen Netzwirkleistung lautet:

$$p_N^{(0)} = \frac{3}{2} [e_d^{(+1)} \cdot i_d^{(+1)} + e_q^{(+1)} \cdot i_q^{(+1)} + e_d^{(-1)} \cdot i_d^{(-1)} + e_q^{(-1)} \cdot i_q^{(-1)} + e_d^{(-5)} \cdot i_d^{(-5)} + e_q^{(-5)} \cdot i_q^{(-5)} + e_d^{(+7)} \cdot i_d^{(+7)} + e_q^{(+7)} \cdot i_q^{(+7)}]. \quad (2.27)$$

Im Vergleich zu Gl. (2.19) enthält der Gleichanteil der momentanen Netzwirkleistung einen hohen Oberschwingungsanteil. Er ist kompliziert nicht nur in Bezug auf die Grundschwingung sondern auch in Bezug auf die 5. und 7. harmonische Komponente.

Der zeitvariante Gleichanteil der momentanen Netzblindleistung lautet:

$$q_N^{(0)} = \frac{3}{2} [-e_d^{(+1)} \cdot i_q^{(+1)} + e_q^{(+1)} \cdot i_d^{(+1)} + e_d^{(-1)} \cdot i_q^{(-1)} - e_q^{(-1)} \cdot i_d^{(-1)} - e_d^{(-5)} \cdot i_q^{(-5)} + e_q^{(-5)} \cdot i_d^{(-5)} - e_d^{(+7)} \cdot i_q^{(+7)} + e_q^{(+7)} \cdot i_d^{(+7)}]. \quad (2.28)$$

Die momentane Netzblindleistung $q_N^{(0)}$ enthält nun auch höhere Harmonische im Vergleich zum System mit nur der Grundschwingung gemäß Gl. (2.23). $q_N^{(0)}$ wird nicht nur von der Grundschwingung sondern auch von den fünften und siebenten Oberschwingungen bestimmt.

Die oszillierenden Komponenten der momentanen Wirkleistung am Gleichrichtereingang sollen jetzt berechnet werden.

Die Kosinuskomponenten werden wie folgt dargestellt:

$$\begin{aligned}
 p_{wc}^{(2)} &= \frac{3}{2} [v_d^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} + v_q^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} + v_d^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)} + v_q^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)}] \\
 p_{wc}^{(4)} &= \frac{3}{2} [v_d^{(-5)} \cdot i_d^{(-1)} + v_q^{(-5)} \cdot i_q^{(-1)} + v_d^{(-1)} \cdot i_d^{(-5)} + v_q^{(-1)} \cdot i_q^{(-5)}] \\
 p_{wc}^{(6)} &= \frac{3}{2} [v_d^{(-5)} \cdot i_d^{(+1)} + v_q^{(-5)} \cdot i_q^{(+1)} + v_d^{(+1)} \cdot i_d^{(-5)} + v_q^{(+1)} \cdot i_q^{(-5)} \\
 &\quad + v_d^{(+7)} \cdot i_d^{(+1)} + v_q^{(+7)} \cdot i_q^{(+1)} + v_d^{(+1)} \cdot i_d^{(+7)} + v_q^{(+1)} \cdot i_q^{(+7)}] \\
 p_{wc}^{(8)} &= \frac{3}{2} [v_d^{(+7)} \cdot i_d^{(-1)} + v_q^{(+7)} \cdot i_q^{(-1)} + v_d^{(-1)} \cdot i_d^{(+7)} + v_q^{(-1)} \cdot i_q^{(+7)}] \\
 p_{wc}^{(12)} &= \frac{3}{2} [v_d^{(+7)} \cdot i_d^{(-5)} + v_q^{(+7)} \cdot i_q^{(-5)} + v_d^{(-5)} \cdot i_d^{(+7)} + v_q^{(-5)} \cdot i_q^{(+7)}].
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

Die Sinuskomponenten lauten:

$$\begin{aligned}
 p_{ws}^{(2)} &= \frac{3}{2} [v_d^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} - v_q^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} - v_d^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)} + v_q^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)}] \\
 p_{ws}^{(4)} &= \frac{3}{2} [v_d^{(-1)} \cdot i_q^{(-5)} - v_q^{(-1)} \cdot i_d^{(-5)} - v_d^{(-5)} \cdot i_q^{(-1)} + v_q^{(-5)} \cdot i_d^{(-1)}] \\
 p_{ws}^{(6)} &= \frac{3}{2} [v_d^{(+1)} \cdot i_q^{(-5)} - v_q^{(+1)} \cdot i_d^{(-5)} - v_d^{(-5)} \cdot i_q^{(+1)} + v_q^{(-5)} \cdot i_d^{(+1)} \\
 &\quad + v_d^{(+7)} \cdot i_q^{(+1)} - v_q^{(+7)} \cdot i_d^{(+1)} + v_d^{(+1)} \cdot i_q^{(+7)} - v_q^{(+1)} \cdot i_d^{(+7)}] \\
 p_{ws}^{(8)} &= \frac{3}{2} [v_d^{(-1)} \cdot i_q^{(+7)} - v_q^{(-1)} \cdot i_d^{(+7)} - v_d^{(+7)} \cdot i_q^{(-1)} + v_q^{(+7)} \cdot i_d^{(-1)}] \\
 p_{ws}^{(12)} &= \frac{3}{2} [v_d^{(+7)} \cdot i_q^{(-5)} - v_q^{(+7)} \cdot i_d^{(-5)} - v_d^{(-5)} \cdot i_q^{(+7)} + v_q^{(-5)} \cdot i_d^{(+7)}].
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

Aus den Gleichungen ist deutlich zu sehen, dass bei unsymmetrischen und verzerrten Netzbedingungen die Kombination von Grundschwingung des Mitsystems und des Gegensystems, 5. Harmonischer und 7. Harmonischer der Gleichrichterspannung und des Gleichrichterstroms eine Reihe von geraden Oberschwingungen höher Ordnung der Leistung (inklusive zweite, vierte, sechste, achte und zwölfte Harmonische) erzeugt. Diese harmonische Leistung kann auf die DC-Seite übertragen werden. Sie verursacht die Harmonischen auf der Zwischenkreisspannung.

Auf der Basis des mathematischen Modells des Gleichrichtersystems kann gefolgert werden, dass die Verbesserung der Performance des Gleichrichtersystems das ultimative Ziel der zu wählenden Regelungsmethode sein muss. Die Regelung soll beitragen:

- zur Verminderung der Oberschwingungen in der Zwischenkreisspannung.
- zur Reduzierung der Oberschwingungen im Netzstrom.
- zum Erzielen der geforderten Wirkleistung und Blindleistung.

2.5 Modell des Gleichrichtersystems im stationären Zustand bei unsymmetrischen Netzbedingungen

Die Mitsystem-Spannungen und Gegensystem-Spannungen am Gleichrichtereingang im stationären Zustand und bei unsymmetrischen Netzbedingungen kann man gemäß dem dynamischen Modell des Systems Gl. (2.8) ermitteln und werden mit Gln. (2.31) beschrieben:

$$\begin{aligned}
 V_d^{(+1)} &= E_d^{(+1)} - R_s \cdot I_d^{(+1)} + \omega \cdot L_s \cdot I_q^{(+1)} \\
 V_q^{(+1)} &= E_q^{(+1)} - R_s \cdot I_q^{(+1)} - \omega \cdot L_s \cdot I_d^{(+1)} \\
 V_d^{(-1)} &= E_d^{(-1)} - R_s \cdot I_d^{(-1)} - \omega \cdot L_s \cdot I_q^{(-1)} \\
 V_q^{(-1)} &= E_q^{(-1)} - R_s \cdot I_q^{(-1)} + \omega \cdot L_s \cdot I_d^{(-1)}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

Das Ziel des vorgestellten Regelungsverfahrens ist, die zweite Harmonische der Zwischenkreisspannung und die dritte Harmonische des Netzstroms bei unsymmetrischen Netzbedingungen zu eliminieren. Um dieses Ziel zu erreichen, müssen $p_{ws}^{(2)} = 0$ und $p_{wc}^{(2)} = 0$ erfüllt werden. Damit werden die dritte und vierte Gleichung in Gl. (2.32) erhalten. Darüber hinaus muss zum Erzielen der angeforderten Wirkleistung die erste Bedingung in Gl. (2.32) erfüllt werden. Außerdem wird zur Regelung der Blindleistung des Systems die zweite Gleichung in Gl. (2.32) erhalten. Deshalb werden die vier folgenden stationären Leistung-Gleichungen erfüllt [19].

$$\begin{aligned}
 P_w^{(0)} &= \frac{3}{2} [V_d^{(+1)} \cdot I_d^{(+1)} + V_q^{(+1)} \cdot I_q^{(+1)} + V_d^{(-1)} \cdot I_d^{(-1)} + V_q^{(-1)} \cdot I_q^{(-1)}] \\
 Q_N^{(0)} &= \frac{3}{2} [-E_d^{(+1)} \cdot I_q^{(+1)} + E_q^{(+1)} \cdot I_d^{(+1)} + E_d^{(-1)} \cdot I_q^{(-1)} - E_q^{(-1)} \cdot I_d^{(-1)}] \\
 P_{wc}^{(2)} &= \frac{3}{2} [V_d^{(+1)} \cdot I_d^{(-1)} + V_q^{(+1)} \cdot I_q^{(-1)} + V_d^{(-1)} \cdot I_d^{(+1)} + V_q^{(-1)} \cdot I_q^{(+1)}] = 0 \\
 P_{ws}^{(2)} &= \frac{3}{2} [V_d^{(+1)} \cdot I_q^{(-1)} - V_q^{(+1)} \cdot I_d^{(-1)} - V_d^{(-1)} \cdot I_q^{(+1)} + V_q^{(-1)} \cdot I_d^{(+1)}] = 0
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

Aus Gl. (2.31) und (2.32) kann man die Gleichungen wie folgt umstellen.

$$\begin{aligned}
 V_d^{(+1)} &= f_{v1}(E_d^{(+1)}, E_q^{(+1)}, E_d^{(-1)}, E_q^{(-1)}, P_w^{(0)}, Q_N^{(0)}) \\
 V_q^{(+1)} &= f_{v2}(E_d^{(+1)}, E_q^{(+1)}, E_d^{(-1)}, E_q^{(-1)}, P_w^{(0)}, Q_N^{(0)}) \\
 V_d^{(-1)} &= f_{v3}(E_d^{(+1)}, E_q^{(+1)}, E_d^{(-1)}, E_q^{(-1)}, P_w^{(0)}, Q_N^{(0)}) \\
 V_q^{(-1)} &= f_{v4}(E_d^{(+1)}, E_q^{(+1)}, E_d^{(-1)}, E_q^{(-1)}, P_w^{(0)}, Q_N^{(0)})
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

Mittels Gl. (2.33) kann der Arbeitspunkt im stationären Zustand für das Gleichrichtersystem festgelegt werden. Aus den obigen Gleichungen ist ersichtlich, dass das Ziel mit

der Regelung auf Basis der Netzspannung und der angeforderten Wirkleistung und Blindleistung für den Gleichrichter durch das Einstellen der entsprechenden Gleichrichterspannung des Mitsystems und des Gegensystems erreicht werden kann.

3 Dimensionierung der Leistungshalbleiter und des Zwischenkreiskondensators eines Wechselrichters

In diesem Kapitel wird ein PWM-DC/AC-Wechselrichter untersucht, der in Abb. 3.1 dargestellt ist. Dieses System besteht aus einem Gleichspannungskreis, in dem die Gleichspannung an einem Kondensator (C_l in Abb. 3.1) als Energiespeicher im Zwischenkreis annähernd konstant ist, einem ausgangsseitigen Wechselrichter und den Serieninduktivitäten (L_s in Abb. 3.1) als Filter-Anschluss zwischen dem Wechselrichter und dem Netz.

Die Auslegung dieses Systems ist hauptsächlich auf den Kondensator im Zwischenkreis, die Leistungshalbleiter und die Netzdrossel ausgerichtet. Bezüglich der Dimensionierung der Netzdrossel kann man in relativ vielen Literaturstellen erforderliche Angaben finden. In dieser Arbeit wird dieser Teil nicht untersucht.

Die Leistungshalbleiter umfassen die IGBTs ($T_1 \sim T_6$) und Dioden ($D_1 \sim D_6$) entsprechend Abb. 3.1.

Ein wichtiges Kriterium zur Auslegung der Bauteile und der Leistungshalbleiter basiert auf ihrer Innentemperatur. Die Innentemperatur T_l ist von der Umgebungstemperatur T_u und der Verlustleistung P_{loss} in den Bauteilen abhängig, siehe Gl. (3.1) [21].

$$T_l = T_u + R_{thiu} \cdot P_{loss} \quad (3.1)$$

Hierin ist R_{thiu} der Wärmewiderstand zwischen dem Chip und der Umgebung.

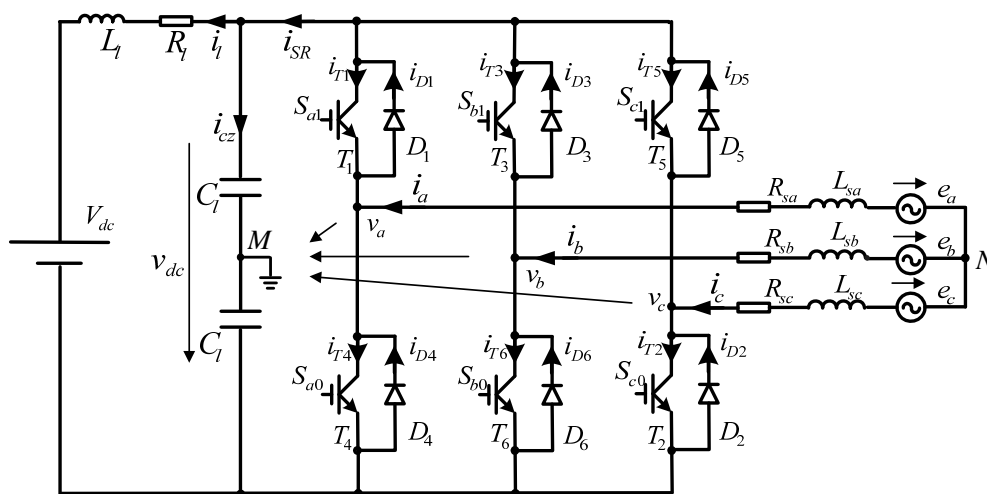


Abb. 3.1: Ein PWM-Wechselrichtersystem

Aus Gl. (3.1) erkennt man, dass die Verlustleistung berechnet werden muss, um die Leistungshalbleiter und den Kondensator zu dimensionieren.

Im Wechselrichtersystem treten die unsymmetrischen Netzbedingungen im fehlerbehafteten Fall auf, insbesondere wird dieser Effekt der unsymmetrischen Netzbedingungen in einem schwachen Netzsystem verstärkt. Deswegen wird die Dimensionierung der Leistungshalbleiter und des Kondensators analysiert.

In diesem Kapitel werden zunächst die Verluste der Leistungshalbleiter untersucht. Anschließend werden die Rippelspannung über den Zwischenkreiskondensator und der Ripplestrom durch den Zwischenkreiskondensator berechnet und diskutiert. Damit kann der Kondensator dimensioniert werden.

3.1 Dimensionierung der Leistungshalbleiter

In diesem diskutierten Puls-Weiten-Modulation (PWM)-Wechselrichtersystem werden IGBTs und Dioden als Schaltelemente verwendet. In der Leistungselektronik arbeiten IGBT und Dioden im Schalterbetrieb, in dem sie zyklisch verschiedene statische und dynamische Zustände einnehmen. In jedem dieser Zustände entsteht eine Verlustleistungs- bzw. Verlustenergiekomponente, die sich zu den Gesamtverlusten des Schalters aufsummieren und die Leistungshalbleiter erwärmen. Durch entsprechende Auslegung der Leistungshalbleiter und deren Kühlung ist die Einhaltung der vom Hersteller vorgegebenen, maximal erlaubten Sperrschichttemperatur in jedem regulären Betriebspunkt des Stromrichters sicherzustellen [22].

Die Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter (IGBT und Diode) wird im stationären Zustand mit der Verlustleistung im Worst-Case-Fall und dem thermischen Impedanzmodell ermittelt, siehe Gl. (3.1). Deshalb ist die Analyse der Verlustleistung im Worst-Case-Fall sehr wichtig für die Auslegung der elektrischen Leistungsschaltungen. Man kann gemäß der maximalen Sperrschichttemperatur des IGBTs und der Dioden diese richtig auslegen und auswählen.

Die Verlustleistung in einem praktischen System kann man sowohl berechnen als auch messen. Im Vergleich damit gibt es eine einfachere und effektivere Methode, d.h. mittels des Modells des Wechselrichtersystems und der Kennlinien des Leistungshalbleiter-Moduls aus Datenblättern die Verlustleistung in Matlab/Simulink zu simulieren und somit abzuschätzen.

Im untersuchten Wechselrichtersystem beziehen sich die Verlustleistungen hauptsächlich auf die verwendeten Leistungshalbleiter (IGBTs und Dioden). Die Verlustleistungen des IGBTs bestehen aus den Durchlassverlusten sowie den Ein- und Ausschaltverlusten. Die Verlustleistungen der Dioden setzen sich hauptsächlich aus den Durchlassverlusten und den Ausschaltverlusten zusammen. Im folgenden Abschnitt werden zuerst die Verluste im Wechselrichter bei symmetrischer Netzspannung berechnet. Dann werden die Verluste bei unsymmetrischer Netzspannung untersucht und anschließend gegeneinander gestellt.

3.1.1 Abschätzung der Verluste im Wechselrichter bei symmetrischer Netzspannung

3.1.1.1 Verlustleistungen eines IGBTs

3.1.1.1.1 Durchlassverluste

Die Formel zur Berechnung der Durchlassverluste vom IGBT P_{Tcon} lautet [23]:

$$P_{Tcon} = V_{CE} \cdot I_k. \quad (3.2)$$

Dabei ist V_{CE} die Kollektor-Emitter-Spannung des IGBTs und I_k der Kollektorstrom des IGBTs.

Die Durchlassverluste vom IGBT sind nach der Gl. (3.2) vom Laststrom und der Kollektor-Emitter-Spannung abhängig.

V_{CE} kann man aus der folgenden Ausgangskennlinie des IGBTs bestimmen [23].

$$V_{CE} = f(V_{GE}, I_k, T_c) \quad (3.3)$$

Hierin ist V_{GE} die Gate-Emitter-Spannung und T_c die Sperrschichttemperatur des IGBTs.

Somit ist V_{CE} vom Kollektorstrom I_k , der Gate-Emitter-Spannung V_{GE} und der Sperrschichttemperatur T_c abhängig. Weiterhin erhöht sich mit steigender Sperrschichttemperatur die Kollektor-Emitter-Spannung bei gleichem Kollektorstrom. Bei gleichem Kollektorstrom und gleicher Sperrschichttemperatur reduziert sich die Kollektor-Emitter-Spannung mit zunehmender Gate-Emitter-Spannung.

Aus Gl. (3.2) und Gl. (3.3) kann man erkennen, dass der Anstieg des Kollektorstroms, die Verringerung der Gate-Emitter-Spannung und die Vergrößerung der Sperrschichttemperatur die Durchlassverluste vom IGBT steigen lassen.

3.1.1.1.2 Ein- und Ausschaltverluste

Die Ein- und Ausschaltverluste von IGBT (P_{Ton} , P_{Toff}) werden gemäß folgenden Gleichungen berechnet [23].

$$P_{Ton} = f_s \cdot E_{on} \quad (3.4)$$

$$P_{Toff} = f_s \cdot E_{off} \quad (3.5)$$

Hierin ist f_s die Schaltfrequenz des Wechselrichters, E_{on} die Einschalt-Verlustenergie und E_{off} die Ausschalt-Verlustenergie vom IGBT. Sie sind vom Kollektorstrom I_k , der Kollektor-Emitter-Spannung V_{CE} , der Sperrschichttemperatur T_c und den Gatevorwiderständen R_G (R_{Gon} , R_{Goff}) abhängig. Zudem steigen mit erhöhtem Kollektorstrom und erhöhter Sperrschichttemperatur die Ein- und Ausschalt-Verlustenergie an.

Die Einschaltverluste (Ausschaltverluste) vom IGBT P_{Ton} (P_{Toff}) sind nach Gl. (3.4) (Gl. (3.5)) eine Funktion der Einschalt-Verlustenergie (Ausschalt-Verlustenergie) und der Schaltfrequenz. Die Schaltverluste erhöhen sich mit der Steigerung der Schaltverlustenergie und der Zunahme der Schaltfrequenz.

3.1.1.2 Abschätzung der Verluste eines IGBTs

Die Hauptparameter des Wechselrichters sind:

- DC-Spannung: $V_{dc} = 430V$ (In praktischem System wird ein Transformator eingesetzt.)
- Scheitelwert der dreiphasigen Netzströme: $\hat{I}_a = \hat{I}_b = \hat{I}_c = 35A$
- Schaltfrequenz der PWM: $f_s = 20KHz$
- Gate-Emitter-Spannung: $V_{GE} = 15V$
- FGH80N60FD (600V und 80A), Field Stop IGBT

In der Regel ist die Sperrschichttemperatur für die IGBTs im Worst-Case-Fall $T_c = 150^\circ C$. Die Verluste eines IGBTs werden mittels der obigen Parametern und der vorgegebenen Arbeitspunkte ermittelt.

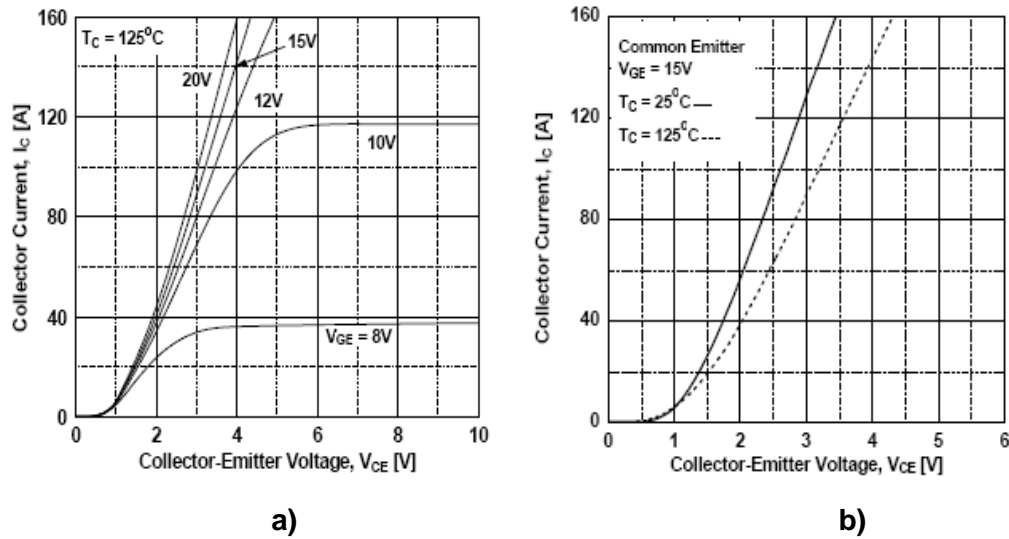


Abb. 3.2: a) Ausgangskennlinien des IGBTs mit V_{GE} als Parameter. b) Ausgangskennlinien des IGBTs bei $T_c = 25^\circ\text{C}$ und $T_c = 125^\circ\text{C}$

3.1.1.2.1 Abschätzung des Durchlassverlustes

Die Kennlinien werden aus den Datenblättern des IGBT-Moduls entnommen. Sie sind in Abb. 3.2 dargestellt (In der Abbildung ist der Kollektorstrom I_c).

In Abb. 3.2 a) sind die Ausgangskennlinienfelder des IGBTs für $T_c = 125^\circ\text{C}$ mit der Gate-Emitter-Spannung (V_{GE}) als Parameter dargestellt. Abb. 3.2 b) zeigt die Kollektor-Emitter-Spannung als Funktion von der Sperrschichttemperatur. Für den Fall $V_{GE} = 15\text{V}$ und $T_c = 150^\circ\text{C}$ wird die Kollektor-Emitter-Spannung des IGBTs mit der Methode der linearen Interpolation mittels Abb. 3.2 a) und b) mit Hilfe der folgenden Gleichung bestimmt.

$$V_{CE_{T_c=150^\circ\text{C}}}(I_k) = V_{CE_{T_c=25^\circ\text{C}}}(I_k) + \frac{V_{CE_{T_c=125^\circ\text{C}}}(I_k) - V_{CE_{T_c=25^\circ\text{C}}}(I_k)}{125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}} \cdot (150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \quad (3.6)$$

Die aus obiger Gleichung erhaltene Kennlinie wird mit dem Lookup-Table in Matlab/Simulink approximiert und implementiert.

Der momentane Kollektorstrom wird zuerst mit Hilfe des Modells in Matlab/Simulink ermittelt. Die momentane Kollektor-Emitter-Spannung wird anhand der durch lineare Interpolation erhaltenen Ausgangskennlinie des IGBTs beim zugehörigen Kollektorstrom und der Sperrschichttemperatur berechnet. Man setzt die Kollektor-Emitter-Spannung und den Kollektorstrom in Gl. (3.2) ein und berechnet die Durchlassverluste.

Anschließend wird der Wert des momentanen Durchlassverlusts eines IGBTs auf einer Halbbrücke des Wechselrichters mit einem PT1-Glied geglättet.

3.1.1.2.2 Abschätzung der Ein- und Ausschaltverluste

Die Kennlinie in Abb. 3.3 wird aus den Datenblättern des IGBT-Moduls entnommen.

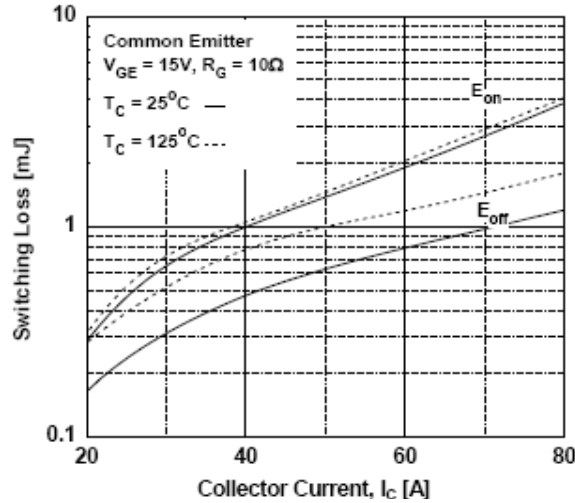


Abb. 3.3: Ein- und Ausschaltenergie des IGBTs in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

Abb. 3.3 zeigt die Kennlinienfelder für $V_{GE} = 15V$ und $T_c = 125^\circ C$. Die momentane Einschalt-Verlustenergie und Ausschalt-Verlustenergie des IGBTs für den Fall $T_c = 150^\circ C$ lassen sich mittels linearer Interpolation wie folgt berechnen:

$$E_{on_T_c=150^\circ C}(I_k) = E_{on_T_c=25^\circ C}(I_k) + \frac{E_{on_T_c=125^\circ C}(I_k) - E_{on_T_c=25^\circ C}(I_k)}{125^\circ C - 25^\circ C} \cdot (150^\circ C - 25^\circ C) \quad (3.7)$$

$$E_{off_T_c=150^\circ C}(I_k) = E_{off_T_c=25^\circ C}(I_k) + \frac{E_{off_T_c=125^\circ C}(I_k) - E_{off_T_c=25^\circ C}(I_k)}{125^\circ C - 25^\circ C} \cdot (150^\circ C - 25^\circ C) \quad (3.8)$$

Die daraus resultierende Kennlinie des IGBTs kann mit dem Lookup-Table in Matlab/Simulink approximiert und implementiert werden.

Um die Ein- und Ausschaltverluste des IGBTs zu berechnen, wird der Kollektorstrom im Schaltzeitpunkt zuerst durch das Modell in Matlab/Simulink bestimmt. Anhand der durch lineare Interpolation bestimmten Ausgangskennlinie wird die momentane Einschalt-Verlustenergie (Ausschalt-Verlustenergie) bei dem zugehörigen Kollektorstrom und der Sperrschichttemperatur bestimmt. Durch Multiplikation der Einschalt-Verlustenergie (Ausschalt-Verlustenergie) mit der Schaltfrequenz ergeben sich die Einschaltverluste (Ausschaltverluste). Anschließend wird der Wert der momentanen Ein-

schaltverluste (Ausschaltverluste) eines IGBTs auf einer Halbbrücke mit einem PT1-Glied geglättet.

Die Gesamtverluste des IGBTs werden durch Summation der Durchlassverluste, der Ein- und Ausschaltverluste berechnet.

3.1.1.3 Verlustleistung einer Diode

3.1.1.3.1 Durchlassverluste

Die Gleichung zur Berechnung der Durchlassverluste der Diode P_{Dcon} lautet [23]:

$$P_{Dcon} = V_{DF} \cdot I_{DF} \cdot \quad (3.9)$$

Dabei ist V_{DF} die Durchlassspannung über der Diode, I_{DF} beschreibt den Durchlassstrom durch die Diode.

Die Durchlassverluste sind nach der Gl. (3.9) vom Durchlassstrom und der Durchlassspannung abhängig. Die Durchlassspannung wird als Funktion des Durchlassstroms und der Sperrschichttemperatur beschrieben, siehe Gl. (3.10). Anhand der Ausgangskennlinie der Diode ist zu sehen, dass mit steigendem Durchlassstrom die Durchlassspannung bei gleicher Sperrschichttemperatur ansteigt. Bei gleichem Durchlassstrom reduziert sich die Durchlassspannung mit erhöhter Sperrschichttemperatur T_j [23]:

$$V_{DF} = f(I_{DF}, T_j). \quad (3.10)$$

Aus Gl. (3.9) und Gl. (3.10) kann man erkennen, dass die Erhöhung des Durchlassstroms und die Absenkung der Sperrschichttemperatur zu einem Anstieg der Durchlassverluste der Dioden führen.

3.1.1.3.2 Ausschaltverluste

Die Ausschaltverluste der Diode sind von der Sperrverzögerungsladung der Diode Q_{rr} , der Gleichspannung V_{DC} und der Schaltfrequenz f_s abhängig und ergeben sich zu [24]:

$$P_{Dff} = V_{DC} \cdot Q_{rr} \cdot f_s. \quad (3.11)$$

Die Sperrverzögerungsladung Q_{rr} hängt von dem Durchlassstrom, der Stromsteilheit di_F / dt , der Sperrspannung und der Sperrschichttemperatur ab. Die Stromsteilheit kann anhand des maximalen Durchlassstroms und der Ausschaltzeit bestimmt werden. Mit steigendem Durchlassstrom, erhöhter Sperrspannung und Sperrschichttemperatur steigt die Sperrverzögerungsladung an.

Aus Gl. (3.11) ist es ersichtlich, dass ein Anwachsen der Sperrverzögerungsladung, der Gleichspannung und der Schaltfrequenz die Ausschaltverluste der Diode erhöht.

3.1.1.4 Abschätzung der Verluste einer Diode

In dieser Arbeit wird ein Stealth™ Diode (ISL9R3060G2) mit 30A und 600V verwendet. Die Verluste einer Diode werden mittels dieser Sperrschichttemperatur abgeschätzt.

3.1.1.4.1 Abschätzung der Durchlassverluste

Abb. 3.4 zeigt die aus den Datenblättern der Diodenmodule entnommenen Kennlinien. In Abb. 3.4 a) ist das Ausgangskennlinienfeld der Diode mit der Sperrschichttemperatur T_j als Parameter gezeigt. Für den Fall $T_j = 125^\circ C$ und unterschiedliche I_{DF} (I_F in der Abbildung) wird die Kennlinie der Diode mit dem Lookup-Table in Matlab/Simulink approximiert und implementiert.

Der momentane Durchlassstrom wird zunächst in Matlab/Simulink ermittelt. Mittels der Ausgangskennlinien der Diode wird die momentane Durchlassspannung bei dem zugehörigen Durchlassstrom und der Sperrschichttemperatur ermittelt. Der Durchlassstrom und die Durchlassspannung werden in Gl. (3.9) eingesetzt. Damit lässt sich der Durchlassverlust einer Diode einer Halbbrücke des Wechselrichters berechnen. Anschließend werden die momentanen Durchlassverluste mit einem PT1-Glied geglättet.

3.1.1.4.2 Abschätzung der Ausschaltverluste

Die Kennlinie in Abb. 3.4 a) wird aus den Datenblättern des Diodenmoduls entnommen. Abb. 3.4 b) zeigt das Kennlinienfeld für $T_j = 125^\circ C$ mit dem Durchlassstrom I_{DF} (I_F in der Abbildung) als Parameter. Die Diodenkennlinien für den Fall $T_j = 125^\circ C$ und unterschiedliche I_{DF} werden mit der Lookup-Table in Matlab/Simulink approximiert und implementiert.

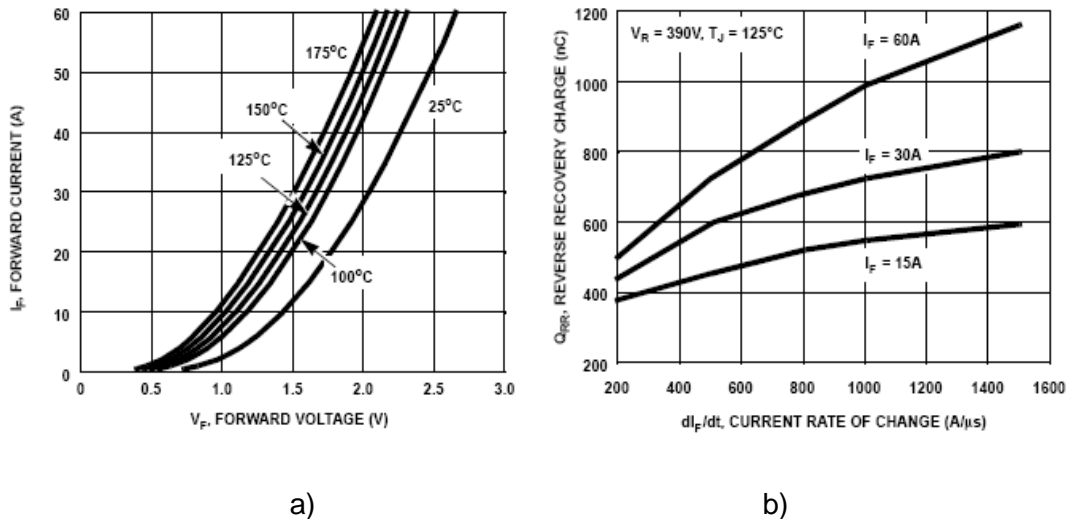


Abb. 3.4: a). Durchlassstrom in Abhängigkeit von der Diodenspannung mit der Sperrschichttemperatur als Parameter b). Sperrverzögerungsladung in Abhängigkeit von der Stromsteilheit mit dem Diodenstrom als Parameter

Zuerst wird der momentane Durchlassstrom im Ausschaltzeitpunkt der Diode in Matlab/Simulink bestimmt. Die Stromsteilheit lässt sich mit dem maximalen Durchlassstrom und der Ausschaltzeit bestimmen. Anhand der Kennlinien in Abb. 3.4 b) wird die momentane Sperrverzögerungsladung bei dem Durchlassstrom und der Sperrschichttemperatur ermittelt. Durch Multiplikation der Sperrverzögerungsladung mit der Schaltfrequenz sowie der Gleichspannung erhält man die Ausschaltverluste einer Diode auf einer Halbbrücke des Wechselrichters. Anschließend werden die momentanen Ausschaltverluste mit einem PT1-Glied geglättet.

3.1.2 Vergleich der Verluste im Wechselrichter bei symmetrischer und unsymmetrischer Netzspannung

Die Hauptparameter des Wechselrichters und der Arbeitspunkt bei unsymmetrischer Netzspannung sind nachfolgend aufgeführt. Das System hat die gleiche Momentanleistung wie bei symmetrischer Netzspannung.

- DC-Spannung: $V_{dc} = 430V$
- Scheitelwert der dreiphasigen Netzströme: $\hat{I}_a = 41A$, $\hat{I}_b = 35A$, $\hat{I}_c = 29A$ (Der Unsymmetriegrad des Netzstroms ist 30%)
- Phasenverschiebung zwischen der Netzspannungsgrundschiwingung und der Netzstromgrundschiwingung: $\phi = 5^\circ$

- Modulationsindex der SVPWM: $M = 0.7$
- Sperrschichttemperatur (Worst-Case-Fall) des IGBTs: $T_c = 150^\circ C$
- Schaltfrequenz der SVPWM: $f_s = 20 KHz$
- Gate-Emitter-Spannung: $V_{GE} = 15V$

Die Verluste der IGBT und der Dioden werden mittels der obigen Parameter und des Arbeitspunktes berechnet und mit den Verlusten bei symmetrischer Netzspannung verglichen, siehe Abb. 3.5 a) und Abb. 3.5 b).

In Abb. 3.5 a) ist deutlich zu sehen, dass die Verlustleistung des IGBTs bei unsymmetrischem Netzbetrieb im Vergleich mit der Verlustleistung bei symmetrischem Netzbetrieb erhöht ist. Der Grund dafür ist, dass sich bei unsymmetrischem Netzbetrieb der Momentanstrom einer Phase erhöht ist. Das hat die Steigerung der Verlustleistung des IGBTs zur Folge.

Aus Abb. 3.5 b) ist die Verlustleistung der Diode bei unsymmetrischem Netzbetrieb größer als die Verlustleistung bei symmetrischem Netzbetrieb. Der Grund liegt darin, dass bei unsymmetrischem Netzbetrieb der Momentanstrom einer Phase bei der Abschaltung und während der Durchlassdauer der Diode ansteigt und somit zum Anwachsen der Verlustleistung der Diode führt.

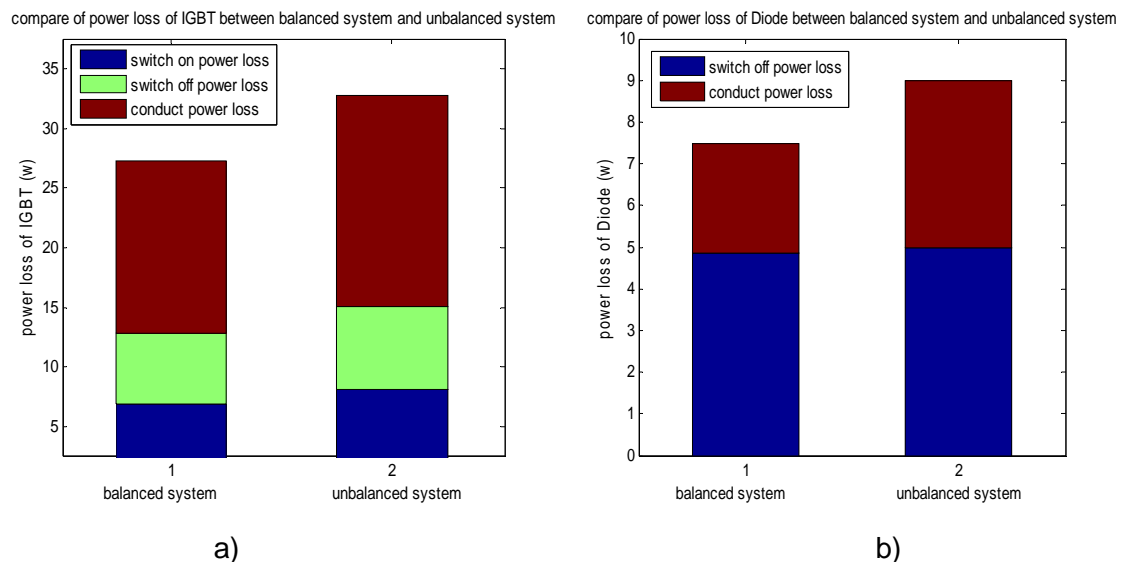


Abb. 3.5: a) Verlustkomponente des IGBTs

b) Verlustkomponente der Diode bei symmetrischer Netzspannung und unsymmetrischer Netzspannung

Bei gleicher Leistung wird der Netzstrom einer Phase erhöht, zugleich verringert sich der Netzstrom der anderen Phasen deutlich. Somit reduziert sich die entsprechende Verlustleistung.

Die IGBT und Dioden sind nach ihrer höchsten Innentemperatur zu dimensionieren. Die höchste Innentemperatur basiert auf der Gesamtverlustleistung der Leistungshalbleiter. Bei unsymmetrischem Netzbetrieb kann die Erhöhung der Verlustleistung die Beschädigung der IGBTs und der Dioden verursachen. Aus diesem Grund muss die Eingangsleistung bei unsymmetrischem Netzbetrieb verringert werden, um die Verlustleistung zu reduzieren. Dadurch wird eine Zerstörung der IGBTs und der Dioden vermieden.

Die Verluste durch die Halbleiter sind vom Scheitelwert des Netzstroms \hat{I} , der Phasenverschiebung zwischen der Netzspannungsgrundschiwingung und der Netzstromgrundschiwingung ϕ sowie des Modulationsindex M abhängig. Bei der Dimensionierung der Halbleiter müssen die Verluste im ganzen Lastenbereich simuliert werden, um den Worst-Case-Fall zu finden. In dieser Arbeit wird das nicht mehr ausgeführt, weil das in vielen Literaturstellen untersucht worden ist.

3.2 Dimensionierung des Zwischenkreiskondensators

Im Zwischenkreis wird in der Regel ein Kondensator verwendet. Die Betriebsspannung und vor allem die Innentemperatur haben einen signifikanten Einfluss auf die Lebensdauer des Kondensators.

Wenn ein Kondensator, z. B. ein Aluminium-Elektrolyt-Kondensator bei 90% der Nennspannung betrieben wird, wird die Ausfallrate um 60% gegenüber dem Betrieb bei der Nennspannung reduziert. Wenn die Innentemperatur so reduziert wird, dass sie 10°C unterhalb der Nenntemperatur liegt, verdoppelt sich die typische Lebensdauer des Elektrolytkondensators [21].

Die Innentemperatur für den Kondensator T_i ist von der Umgebungstemperatur und der Verlustleistung im Kondensator abhängig, siehe Gl. (3.1). Für den Kondensator wird die Verlustleistung wie folgt berechnet [22]:

$$P_{c_loss} = I_{cz_rms}^2 \cdot R_{ESR}. \quad (3.12)$$

Hierin sind I_{cz_rms} der effektive Kondensatorstrom und R_{ESR} der äquivalente Serienwiderstand des Kondensators.

Nach Gl. (3.1) ist die Innentemperatur eine Funktion der Verlustleistung. Die Verlustleistung wird durch den effektiven Kondensatorstrom $I_{C_{\text{eff}}_{rms}}$ erzeugt. Daher ist die Kenntnis des effektiven Stroms durch den Kondensator für eine korrekte thermische Auslegung des Kondensators notwendig und wichtig. Außer dem effektiven Kondensatorstrom ist auch die Rippelspannung des Zwischenkreises ΔV_{dc_max} wichtig für die Auslegung des Kondensators.

Der Zwischenkreiskondensator stellt einen wichtigen Faktor für die Lebensdauer des Wechselrichtersystems dar. Im Allgemeinen ist eine möglichst kleine Zwischenkreis-kapazität entsprechend der angegebenen Anforderung der Rippelspannung zu wählen, um Volumen und Kosten zu verringern und die Lebenserwartung des gesamten Wechselrichtersystems zu erhöhen.

In der Literatur [20-21] sind die Berechnungen des Rippelstroms im Zwischenkreiskondensator zu finden. Die Rippelspannung im Zwischenkreis wurde nicht detailliert diskutiert. Außerdem wurde die Analyse nur bei symmetrischer Netzbedingung durchgeführt. In diesem Abschnitt werden die Zwischenkreis-Rippelspannung und der effektive Zwischenkreis-Rippelstrom bestimmt und zugleich simulativ analysiert. Des Weiteren wird der Fall bei unsymmetrischen Bedingungen untersucht und mit dem bei symmetrischen Bedingungen verglichen.

In diesem Abschnitt werden zunächst die Rippelspannung über den Kondensator und der effektive Kondensatorstrom bei symmetrischen Netzbedingungen und unsymmetrischen Netzbedingungen berechnet. Außerdem werden die Einflüsse des Arbeitspunktes auf die Rippelspannung über den Kondensator und den effektiven Kondensatorstrom analysiert. Die Analyseergebnisse werden angewandt, um die maximale Kondensatorstrom-Belastung zu bestimmen. Schließlich werden die Simulationsergebnisse unter beiden Bedingungen verglichen.

In der Arbeit wird die Raumzeigerpulsweitenmodulation (Eng.Abkürzung: SVPWM) im untersuchten Wechselrichtersystem verwendet.

3.2.1 Berechnung des effektiven Rippelstroms durch den Kondensator bei symmetrischen Netzbedingungen

Der effektive Rippelstrom durch den Kondensator bei symmetrischen Netzbedingungen wurde in [20] berechnet. Die detaillierten Berechnungen werden in diesem und unter Abschnitt 3.2.2 beschrieben.

”Die Referenzsignale der Grundschiwingungsspannung des Wechselrichters für die SVPWM v_{a_ref} , v_{b_ref} und v_{c_ref} sind in den folgenden Gleichungen gegeben:

$$\begin{aligned} v_{a_ref} &= M \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t) + s_p \\ v_{b_ref} &= M \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + s_p \\ v_{c_ref} &= M \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) + s_p. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Wobei M der Modulationsindex ist. Für die SVPWM liegt der Wert von M zwischen 0 und 1.15 ($\frac{2}{\sqrt{3}}$). V_{dc} ist die Gleichspannung, ω ist die konstante Kreisfrequenz der Grundschiwingung der Referenzspannungssignale, s_p beschreibt die Signale, die zu den sinusförmigen Referenzsignalen der Grundschiwingungsspannung addiert werden, um die Referenzspannungssignale für die Raumzeigermodulation zu bilden. s_p ist in Gl. (3.14) gegeben.

$$s_p = \begin{cases} \frac{M}{2} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t) & -\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{6} \\ \frac{M}{2} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{2} \\ \frac{M}{2} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\pi}{2} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6} \\ \frac{M}{2} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t) & \frac{5\pi}{6} \leq \omega t < \frac{7\pi}{6} \\ \frac{M}{2} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{3\pi}{2} \\ \frac{M}{2} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \frac{3\pi}{2} \leq \omega t < \frac{11\pi}{6} \end{cases} \quad (3.14)$$

Das sinusförmige Referenzsignal der Grundschiwingung ist als konstanter Amplituden-Vektor zu betrachten, der mit konstanter Kreisfrequenz ω rotiert. Die SVPWM-Technik approximiert die Referenzspannung durch eine Kombination von acht Schaltzuständen. Die entsprechende Kurve in einer Schaltperiode T_s ist in Abb. 3.6 dargestellt. Die dreiphasige Spannung wird in einen Vektor im dq -Koordinatensystem umgewandelt, der die räumliche Vektorsumme der dreiphasigen Spannungen darstellt. Dieser Vektor teilt die Ebene in sechs Sektoren (jeder Sektor: 60°). Abb. 3.6 zeigt die sinusförmige dreiphasige Referenzspannungskurvenform und die sechs Sektoren in

einer Referenzspannungsperiode T_f ($S_{e1} \sim S_{e6}$). Das Spannungsraumzeigerdiagramm ist mit der Darstellung der 8 möglichen Grundschiwingungsspannungsraumzeiger im dq -Koordinatensystem in Abb. 3.7 dargestellt. Die sechs Sektoren in Abb. 3.7 entsprechen denen in Abb. 3.6. Im Folgenden wird beispielsweise der zweite Sektor (S_{e2}) analysiert.

Die EIN/AUS-Schaltsignale für die Schalter des Wechselrichters werden durch Vergleich des dreiphasigen Referenzspannungssignals mit einem dreieckigen bei hoher Frequenz betriebenen Trägersignal erzeugt. Die Kurvenform der Schaltsignale in einer Schaltperiode entsprechend dem zweiten Sektor ist in Abb. 3.8 gezeigt.

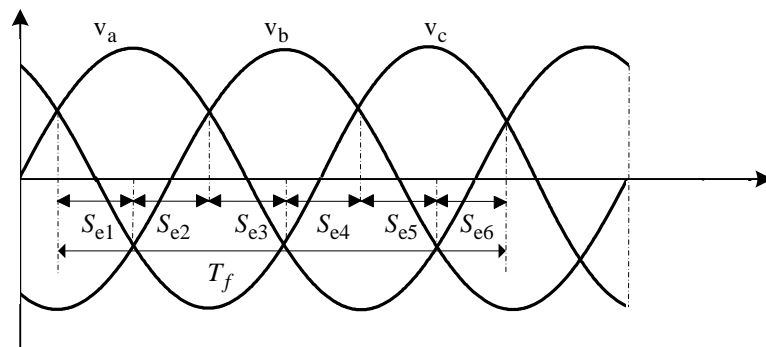


Abb. 3.6: Kurvenform der Referenzspannungsgrundschiwingung in einer Periode T_f

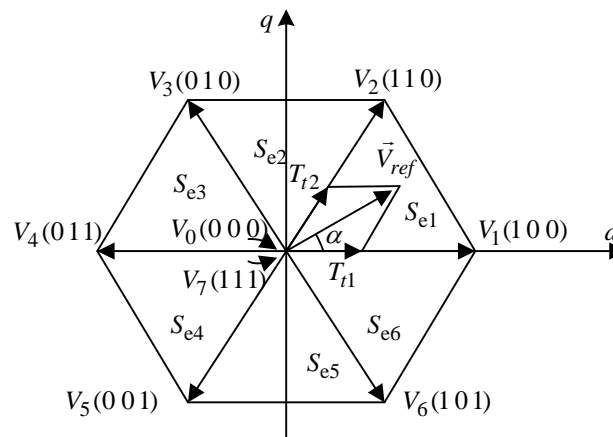


Abb. 3.7: Spannungsraumzeiger und die Sektoren

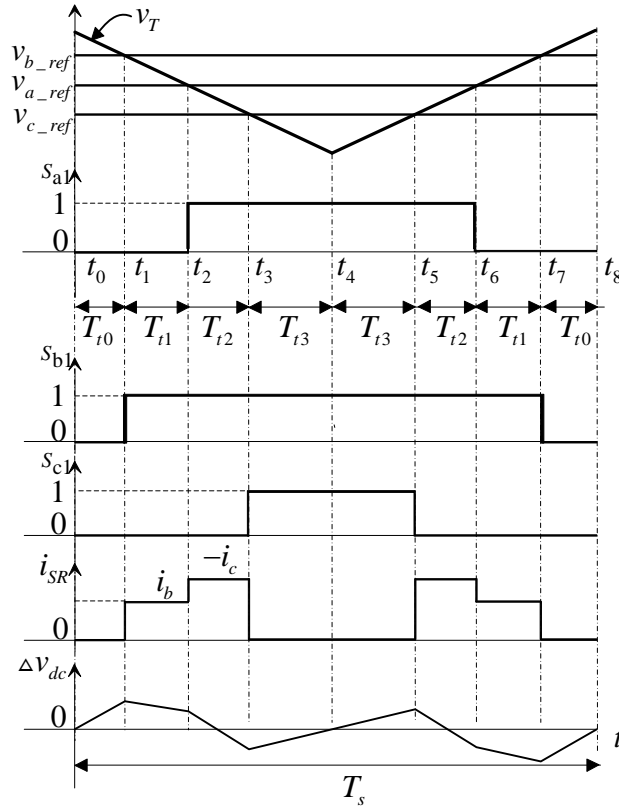


Abb. 3.8: Kurvenform der Schaltsignale in einer Schaltperiode entsprechend Sektor 2

Aus Abb. 3.8 ist der obere Schalter von Phase b geschlossen, d.h. der Zustand des oberen Schalters ist 1, wenn das Referenzspannungssignal beispielsweise v_{b_ref} größer als das Trägerspannungssignal v_T ist.

Unter der Annahme, dass die Trägerfrequenz f_s viel größer als die Grundschnungsfrequenz des Referenzsignals f_f ist, sind die Grundschnungskomponenten des Referenzsignals über eine Schaltperiode konstant.

Infolge der Wechselrichtersystemsymmetrie kann man durch die geometrischen Eigenschaften der Kurvenform der Referenzspannung in Abb. 3.8 die Zeitdauer $T_{t0} \sim T_{t3}$ mit den folgenden Gln. (3.15) berechnen:

$$\begin{aligned}
 T_{t0} &= \frac{T_s}{4} \cdot \left(1 - \frac{v_{b-ref}}{V_T}\right) \\
 T_{t1} &= \frac{T_s}{4} \cdot \left(\frac{v_{b-ref} - v_{a-ref}}{V_T}\right) \\
 T_{t2} &= \frac{T_s}{4} \cdot \left(\frac{v_{a-ref} - v_{c-ref}}{V_T}\right) \\
 T_{t3} &= \frac{T_s}{2} - T_{t0} - T_{t1} - T_{t2}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

Wenn die Schaltfrequenz des Wechselrichters hoch ist, kann der Netzstrom als sinusförmig betrachtet werden, d.h. die dreiphasigen Netzströme (i_a, i_b und i_c) lassen sich wie folgt beschreiben:

$$\begin{aligned}
 i_a &= \hat{I} \cdot \sin(\omega t - \phi) \\
 i_b &= \hat{I} \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi) \\
 i_c &= \hat{I} \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi).
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Dabei ist \hat{I} der Scheitelwert des Netzstroms, ϕ bezeichnet die Phasenverschiebung zwischen der Grundschiwingung der Netzspannung und des Netzstroms.

Gemäß der Betriebsweise des Wechselrichters in Abb. 3.8 und des mathematischen Modells des Wechselrichters in Kapitel 2 kann der Zwischenkreisstrom i_{SR} durch die folgenden Gleichungen beschrieben werden.

$$i_{SR} = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t < t_1 \\ i_b & t_1 \leq t < t_2 \\ -i_c & t_2 \leq t < t_3 \\ 0 & t_3 \leq t < t_4 \\ -i_c & t_4 \leq t < t_5 \\ i_b & t_5 \leq t < t_6 \\ 0 & t_6 \leq t < t_7 \\ 0 & t_7 \leq t < t_8 \end{cases} \tag{3.17}$$

Der Zwischenkreisstrom i_{SR} setzt sich aus dem Gleichanteil I_{SR} und dem Rippelanteil Δi_{SR} zusammen.

$$i_{SR} = I_{SR} + \Delta i_{SR} \tag{3.18}$$

Man erhält den Gleichanteil des Zwischenkreisstroms, d.h. dessen Mittelwert in einer Schaltperiode.

$$I_{SR} = \frac{3}{4} M \cdot \hat{I} \cdot \cos \phi \quad (3.19)$$

Aus Gl. (3.18) und der Definition des Effektivwertes lässt sich der Effektivwert des Rippelanteils des Kondensatorstroms ΔI_{SR_rms} ableiten.

$$\Delta I_{SR_rms} = \hat{I} \cdot \sqrt{\frac{M}{2} \cdot \left[\frac{\sqrt{3}}{2\pi} + \cos^2 \phi \cdot \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{8} \cdot M \right) \right]} \quad (3.20)$$

Gl. (3.20) besagt, dass der Stromrippl durch den Kondensator vom Scheitelwert des Netzstroms \hat{I} , der Phasenverschiebung zwischen der Netzspannungsgrundschiwingung und der Netzstromgrundschiwingung ϕ sowie dem Modulationsindex M abhängig ist."

Anhand der Gl. (3.20) kann man den Stromrippl durch den Kondensator bei $\phi = 10^\circ$ und $M = 1.15$ berechnen. Sie sind in Abb. 3.9 dargestellt.

3.2.2 Berechnung der Rippelspannung über den Kondensator bei symmetrischen Netzbedingungen

Aus Abb. 3.8 und Gl. (3.13) lässt sich der Rippelanteil der Kondensatorspannung Δv_{dc} wie folgt berechnen [20]. Der Gleichanteil in Δv_{dc} ist abgezogen.

$$\Delta v_{dc} = \frac{I_{SR}}{C_l} \cdot \begin{cases} (t-t_0) & t_0 \leq t < t_1 \\ T_{t_0} - \left(\frac{i_b}{I_{SR}} - 1\right) \cdot (t-t_1) & t_1 \leq t < t_2 \\ -T_{t_3} + \left(\frac{i_c}{I_{SR}} + 1\right) \cdot (t-t_3) & t_2 \leq t < t_3 \\ (t-t_4) & t_3 \leq t < t_5 \\ T_{t_3} + \left(\frac{i_c}{I_{SR}} + 1\right) \cdot (t-t_5) & t_5 \leq t < t_6 \\ -T_{t_0} - \left(\frac{i_b}{I_{SR}} - 1\right) \cdot (t-t_7) & t_6 \leq t < t_7 \\ (t-t_8) & t_7 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (3.21)$$

Die daraus resultierte Kurvenform der Rippelspannung ist in Abb. 3.8 gezeigt.

Zur Dimensionierung des Zwischenkreiskondensators muss der Maximalwert der Rippelspannung bestimmt werden. Aufgrund der Symmetrie des Wechselrichtersystems berechnet man einfach den Maximalwert der Rippelspannung in einem Sechstel der Grundschiwingungsperiode des Referenzspannungssignals.

Aus Gl. (3.21) geht hervor, dass der Spannungsripple über den Kondensator vom Gleichanteil des Zwischenkreisstroms I_{SR} , der Phasenverschiebung zwischen der Netzspannung-Grundschiwingung und der Netzstrom-Grundschiwingung ϕ , dem Modulationsindex M und der Zwischenkreiskondensatorkapazität C_l abhängig ist.

Anhand Gl. (3.21) kann man den Spannungsripple über den Kondensator bei $\phi = 10^\circ$ und $M = 1.15$ berechnen. Das Ergebnis ist in Abb. 3.11 dargestellt.

3.2.3 Simulation des Spannungsrippels und des Effektivwerts des Stromrippels des Zwischenkreises bei symmetrischen Netzbedingungen

Die Hauptparameter eines Wechselrichters bei symmetrischem Netzbetrieb sind nachfolgend aufgeführt.

- DC-Spannung: $V_{dc} = 430V$
- Zwischenkreiskondensator: $C_l = 100\mu F$
- Scheitelwert der dreiphasigen Netzströme: $\hat{I} = 430A$
- Parametern des Zwischenkreises: $R_l = 1\Omega$, $L_l = 80\mu H$
- Schaltfrequenz der SVPWM: $f_s = 10KHz$

In Matlab/Simulink werden der Stromripple und der Spannungsripple des Kondensators bei $\phi = 10^\circ$ und $M = 1.15$ durch Simulation mit dem Modell von SVPWM-Wechselrichter ermittelt. Die Ergebnisse sind in Abb. 3.10 und Abb. 3.12 gezeigt.

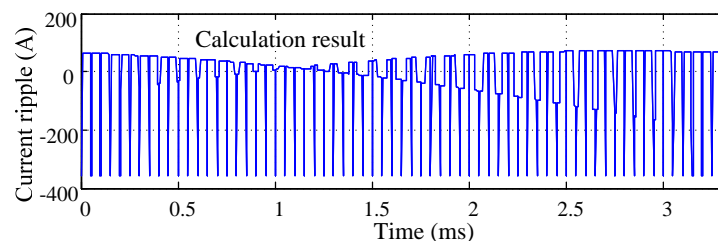


Abb. 3.9: Stromripple durch den Kondensator ermittelt durch Berechnung

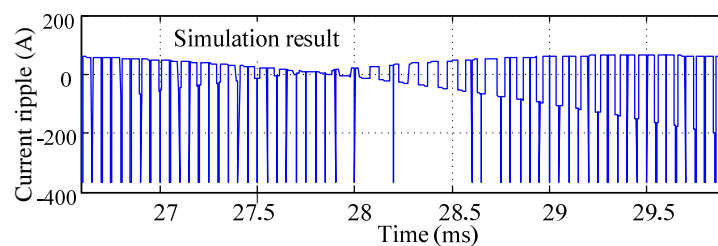


Abb. 3.10: Stromripple durch den Kondensator ermittelt durch Simulation

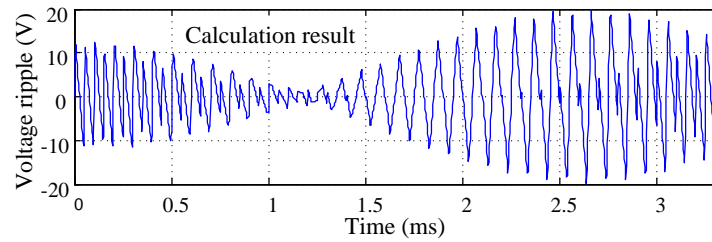


Abb. 3.11: Spannungsrippel über den Kondensator ermittelt durch Berechnung

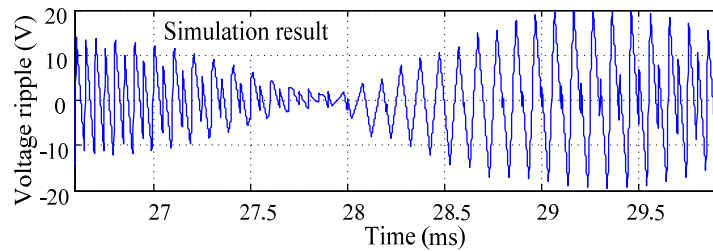


Abb. 3.12: Spannungsrippel über den Kondensator ermittelt durch Simulation

Durch Vergleich der Abb. 3.9 mit Abb. 3.10 sowie der Abb. 3.11 mit Abb. 3.12 kann man erkennen, dass die Simulationsergebnisse mit den Berechnungsergebnissen bei gleichen Netzbedingungen übereinstimmen.

3.2.3.1 Abhängigkeit der Kondensator-Rippelspannung von M und ϕ

Die Beziehung zwischen dem Rippelanteil der Zwischenkreisspannung und den zwei Parametern M und ϕ kann mittels Matlab/Simulink berechnet werden. Das Ergebnis ist in Abb. 3.13 dargestellt. Aus Abb. 3.13 erhält man das Maximum des Rippels der Zwischenkreisspannung bei $\phi=90^\circ$ und $M=1.15$, siehe Abb. 3.14.

Aus Abb. 3.13 und Abb. 3.14 ist ersichtlich, dass bei $\phi=90^\circ$ und $M=1.15$ der Worst-Case-Fall für die Zwischenkreisspannung ist.

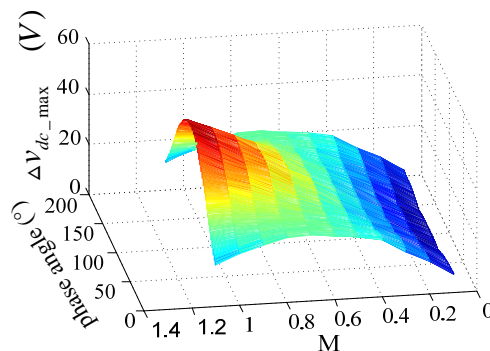


Abb. 3.13: Spannungsrippel im Zwischenkreis in Abhängigkeit von den Parametern ϕ und M

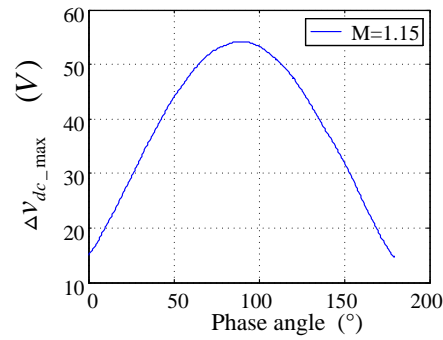


Abb. 3.14: Spannungsrippel im Zwischenkreis in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung ϕ bei $M = 1.15$

3.2.3.2 Abhängigkeit des Effektivwerts des Stromrippels des Zwischenkreises von M und ϕ

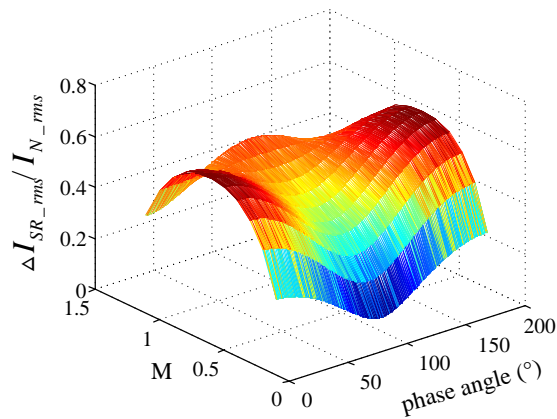


Abb. 3.15: Effektivwert des Stromrippels des Zwischenkreises in Abhängigkeit von den Parametern ϕ und M

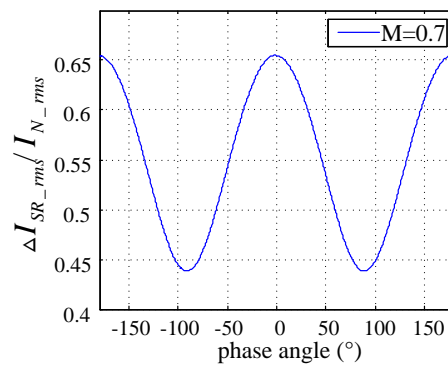


Abb. 3.16: Effektivwert des Stromrippels des Zwischenkreises in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung ϕ bei $M = 0.7$

Abb. 3.15 zeigt die Beziehung zwischen dem Effektivwert des Stromrippels des Zwischenkreises $\Delta I_{SR_rms} / I_{N_rms}$ (I_{N_rms} ist der Effektivwert des Netznennstroms) und den zwei Parametern M und ϕ .

Aus Abb. 3.16 erkennt man, dass das Maximum des Effektivwerts des Stromrippels des Zwischenkreises bei $M=0.7$ und $\phi=0^\circ$ vorliegt. Aus Abb. 3.15 und Abb. 3.16 kann man weiterhin ansehen, dass der Worst-Case-Fall für den RMS-Zwischenkreisstrom bei $M=0.7$ und $\phi=0^\circ$ auftritt.

3.2.3.3 Abhängigkeit des Ripples der Zwischenkreisspannung von der Zwischenkreiskapazität

Abb. 3.17 zeigt den Ripple der Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit von der Zwischenkreiskapazität C_l mit M als Parameter für $\phi=10^\circ$.

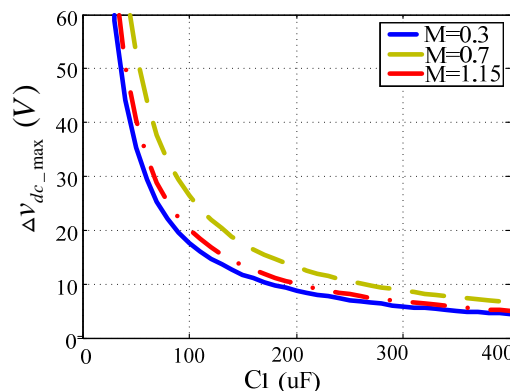


Abb. 3.17: Ripple der Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit von der Zwischenkreiskapazität mit M als Parameter für $\phi=10^\circ$

Die Wahl der Zwischenkreiskapazität ist in der Praxis sehr wichtig und beruht auf der Abb. 3.17. Aus dieser Abbildung ist deutlich zu sehen, dass die Erhöhung des Kapazitätswerts den Spannungsripple im Zwischenkreis effektiv reduzieren kann. Der große Kapazitätswert ist erforderlich für die Verringerung des Ripples der Zwischenkreisspannung und die Verbesserung der Qualität der Stromversorgung.

Mit dem erhöhten Kapazitätswert vergrößert sich das Kondensatorvolumen und erhöhen sich die Kosten für das Gesamtdesign eines Wechselrichters. Wenn andererseits die Zwischenkreiskapazität zu klein ist, wird der Spannungsripple über den Kondensator größer. Das hat auch einen negativen Einfluss auf die Systemstabilität.

Abb. 3.17 dient zur Optimierung der Auswahl des Zwischenkreiskondensators. Aus der Abbildung geht hervor, dass der Spannungsripple im Zwischenkreis nicht mehr

wesentlich reduziert wird, wenn $C_l > 100\mu F$ ist. Daher kann der Kapazitätswert für die vorliegende Applikation zwischen $100\mu F$ und $200\mu F$ gewählt werden.

3.2.4 Simulation des Spannungsrippels und des Effektivwerts des Stromrippels des Zwischenkreises bei unsymmetrischen Netzbedingungen

Die Hauptparameter eines dreiphasigen Wechselrichters bei unsymmetrischem Netzbetrieb sind:

- V_{dc} , C_l , R_s , L_s und die Schaltfrequenz der SVPWM sind die gleichen wie die bei symmetrischem Netzbetrieb.
- Die Netzströme sind unsymmetrisch. Die Scheitelwerte der dreiphasigen Netzströme sind: $\hat{I}_a = 430A$, $\hat{I}_b = 490A$, $\hat{I}_c = 370A$.

Mittels Matlab/Simulink werden der Spannungsripple und der Stromripple im Kondensator durch Simulation mit dem Modell des SVPWM-Wechselrichters ermittelt. Die Ergebnisse sind in Abb. 3.18 a) und Abb. 3.18 b) gezeigt.

In Abb. 3.18 ist hervorzuheben, dass außer einer hohen Welligkeit eine große zweite Harmonische auf der Spannung des Zwischenkreiskondensators auftritt. Gemäß der vorherigen theoretischen Analyse in Kapitel 2 ist bereits nachgewiesen worden, dass es bei unsymmetrischem Netz wegen des Grundschwingungsgegensystems zum Auftreten einer 2. Harmonischen in der Zwischenkreisspannung und einer 3. Harmonischen im Netzstrom kommt. Daher entsprechen die Simulationsergebnisse dem Analyseergebnis.

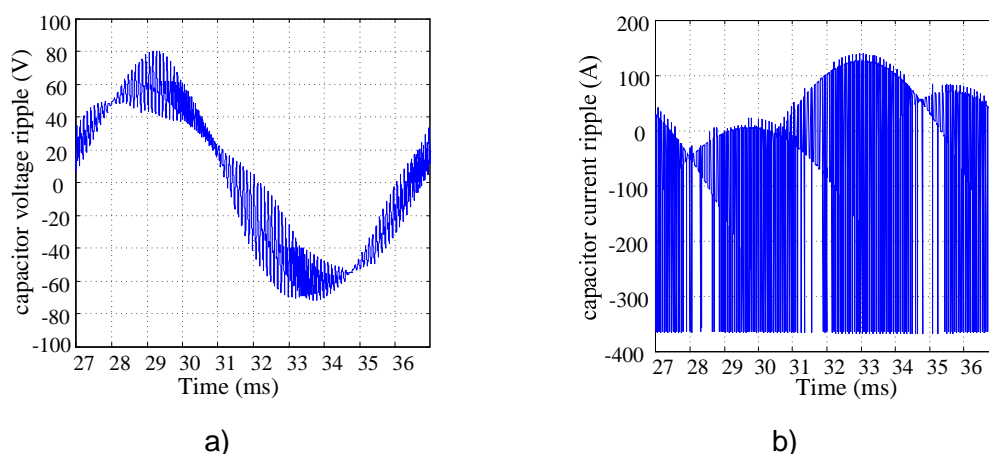


Abb. 3.18: a) Spannungsripple über den Kondensator durch Simulation b) Stromripple durch den Kondensator durch Simulation (für $\phi = 10^\circ$ und $M = 1.15$)

3.2.5 Vergleich des Zwischenkreisspannungsrippels und des Effektivwerts des Zwischenkreisstromrippels bei symmetrischen und unsymmetrischen Netzbedingungen durch Simulation

3.2.5.1 Vergleich des Spannungsrippels des Zwischenkreises

Die Zwischenkreisspannungen bei symmetrischen und unsymmetrischen Netzbedingungen werden für $\phi=10^\circ$ durch Simulation ermittelt und in Abb. 3.19 gezeigt, wenn M variiert wird.

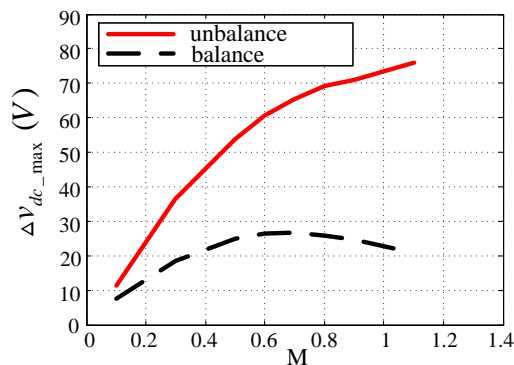


Abb. 3.19: Spannungsrippel des Zwischenkreises bei symmetrischem Netzbetrieb und unsymmetrischem Netzbetrieb (Der Grad der Unsymmetrie des Netzstroms ist 25%)

Bei unsymmetrischem Netzbetrieb ist in Abb. 3.19 deutlich zu sehen, dass der Spannungsrippel des Zwischenkreises größer als der bei symmetrischem Netzbetrieb ist. Die Rippel-Komponente enthält hauptsächlich die zweite Harmonische, die durch das Gegensystem der Grundschwingung des Netzstroms verursacht wird. Die Anhebung des Spannungsrippels über den Zwischenkreiskondensator kann die Durchbruchspannung des Kondensators und der IGBTs überschreiten. Das kann zum Ausfall des Kondensators und der IGBTs führen.

3.2.5.2 Vergleich des Effektivwerts des Stromrippels des Zwischenkreises

Abb. 3.20 zeigt den Effektivwert des Stromrippels des Zwischenkreises durch Simulation unter den beiden unterschiedlichen Bedingungen für $\phi=10^\circ$ mit M als Parameter auf.

In Abb. 3.20 erkennt man, dass sich bei unsymmetrischem Netzbetrieb der Effektivwert des Stromrippels durch den Zwischenkreiskondensator im Vergleich zu dem bei symmetrischem Netzbetrieb erhöht wird. Die durch das Gegensystem der Grundschwingung des Netzstroms verursachte zweite Harmonische ruft den Anstieg

des Effektivwerts des Stromrippels des Zwischenkreises durch den Kondensator hervor. Die Erhöhung des Effektivwerts des Stromrippels durch den Kondensator führt zur Erhöhung der Verlustleistung im Kondensator. Das verkürzt wiederum die Lebensdauer des Kondensators.

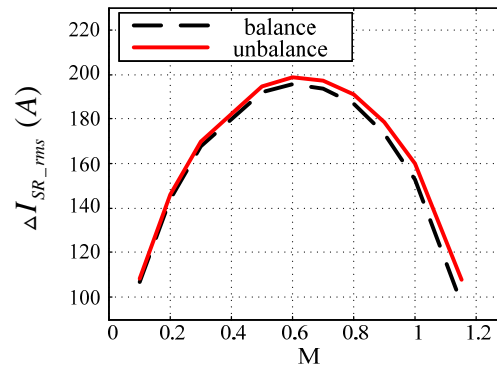


Abb. 3.20: Effektivwert des Stromrippels des Zwischenkreises bei symmetrischem und unsymmetrischem Netzbetrieb (Der Unsymmetrie-Grad des Netzstroms ist 25%)

4 Ein neues Regelungsverfahren für einen AC/DC-Gleichrichter bei unsymmetrischer Netzbedingung

Der dreiphasige PWM-AC/DC-Gleichrichter wurde in den letzten Jahren zunehmend eingesetzt. In praktischen Anwendungen treten unsymmetrische netzseitige Spannungsbedingungen bei Fehlerzuständen im EES auf, insbesondere in einem schwachen Netzsystem. Dies führt zur Entstehung der Grundschiwingung des Gegensystems. Gemäß Kapitel 2 erzeugt die Wechselwirkung der Netzspannung mit den Netzströmen des Mit- und Gegensystems eine zweite Harmonische der Leistung im Zwischenkreis [6-10]. Diese Schwingung verschlechtert die Performance des Systems.

Die Analyse im vorhergehenden Kapitel hat gezeigt, dass eine möglichst kleine Kapazität des Zwischenkreiskondensators angestrebt werden muss, um die Kosten und dessen Volumen zu beschränken.

Dennoch treten zwei Probleme aufgrund einer kleinen Zwischenkreiskapazität auf. Einerseits entsteht schon bei einer kleinen Netzunsymmetrie eine große zweite Harmonische in der Zwischenkreisspannung. Diese Harmonische verursacht einen hohen Effektivstrom durch den Kondensator und reduziert somit seine Lebensdauer. Andererseits ist ein Gleichrichtersystem mit kleiner Zwischenkreiskapazität für transiente Über- und Unterspannungen des Zwischenkreises sehr anfällig.

Zielstellung dieses Kapitels ist es, ein Regelungsverfahren zu schaffen, mit dem bei kleiner Zwischenkreiskapazität die oben genannten Probleme behoben werden können.

In den Literaturen [6-10] [24-39] sind bereits unterschiedliche Regelungsverfahren für einen dreiphasigen PWM-Gleichrichter bei unsymmetrischer Netzspannung untersucht worden, um die Harmonischen sowohl auf der AC-Seite als auch auf der DC-Seite zu reduzieren und somit die Einflüsse der Netzunsymmetrie auf die Zwischenkreisspannung zu verringern.

Mit dem Regler, der von Rioual et al. [24] und Song [25] vorgeschlagen wurde, wird die momentane Netzwirkleistung des Gleichrichtersystems im drehenden Koordinatensystem geregelt, um die Oberschwingen des Gleichrichtersystems bei unsymmetrischer Versorgungsspannung zu eliminieren. Der Nachteil dieser Strategie besteht darin, dass die momentane Blindleistung in der Drossel nicht geregelt wird und die Bandbreite des Stromreglers niedrig ist.

Stankovic [31], und Yazdani [35] haben eine Methode entwickelt, um die momentane Wirkleistung am Gleichrichtereingang direkt zu regeln und damit die zweite Harmonische bei großen unsymmetrischen Netzbedingungen zu verringern oder sogar zu eliminieren. Diese Methode hat jedoch zwei Nachteile: zum einen die Komplexität der Lösung der nichtlinearen Gleichungen in Echtzeit. Zum anderen ist es die geringe Bandbreite des Stromreglers wegen der Extraktion des Mitsystems und Gegensystems in der Stromrückkopplungsschleife. Um diese Probleme auszuschalten, wird ein Steuerungsverfahren mit oszillierenden Referenzsignalen des Dualstromreglers in einem hybriden rotierenden Koordinatensystems in [8], [26] und [61] vorgestellt. Auf diese Art und Weise wird die Extraktion des Strom-Mitsystems und -Gegensystems entfernt. Auch wird eine vereinfachte Stromreferenzrechnung vorgeschlagen, um die Lösung der nichtlinearen Gleichungen in Echtzeit zu vermeiden. Aufgrund eines oszillierenden Teils in den Referenzsignalen führten die Verfasser eine Resonanz-Verstärkung im Stromregler ein. Diese Ansteuerung erfordert vier separate PI- und sinusförmige Signal-Integrator-Stromreglern (PI-SSI), die in einem positiven/negativen drehenden Koordinatensystem implementiert werden. Zudem werden eine Vorsteuerungs- und eine Entkopplungskomponente eingesetzt, so dass ein komplexes Steuerverfahren entsteht.

Ein Regelungsverfahren mit PR-Stromregler und einem PI-SSI Regler für die Zwischenkreisspannung mit gutem Steuerungsergebnis bei der Reduzierung der Harmonischen in der Zwischenkreisspannung wird in [38] vorgestellt. Allerdings hat diese Lösung Probleme unter Spannungsausfall-Betriebsbedingungen, da der Generator für die Stromreferenz eine dritte harmonische Komponente im Netzstrom erzeugt.

Zur Lösung der oben genannten Probleme wird ein neues Regelungsverfahren im stationären Koordinatensystem bei unsymmetrischen Spannungsbedingungen von D. Roiu [34] vorgeschlagen. Die Neuheit des vorgeschlagenen Regelungsverfahrens besteht in einer neuen Stromreferenzberechnung, die im stationären Koordinatensystem direkt implementiert ist. Dies ermöglicht die gleichzeitige Kompensation des Mitsystem- und Gegensystemstroms mittels der Verwendung eines P-SSI-Reglers, siehe Abb. 4.1. Daher ergibt es sich ein vereinfachtes Steuerverfahren ohne Verwendung von PLL und Transformation des Koordinatensystems. Zur Isolierung des Mitsystem- und Gegensystemstroms wird ein Bandsperrfilter in den Rückkopplungszweig eingesetzt. Der Filter verringert allerdings die Bandbreite des Systems, wodurch sich die dynamische Performance verschlechtert.

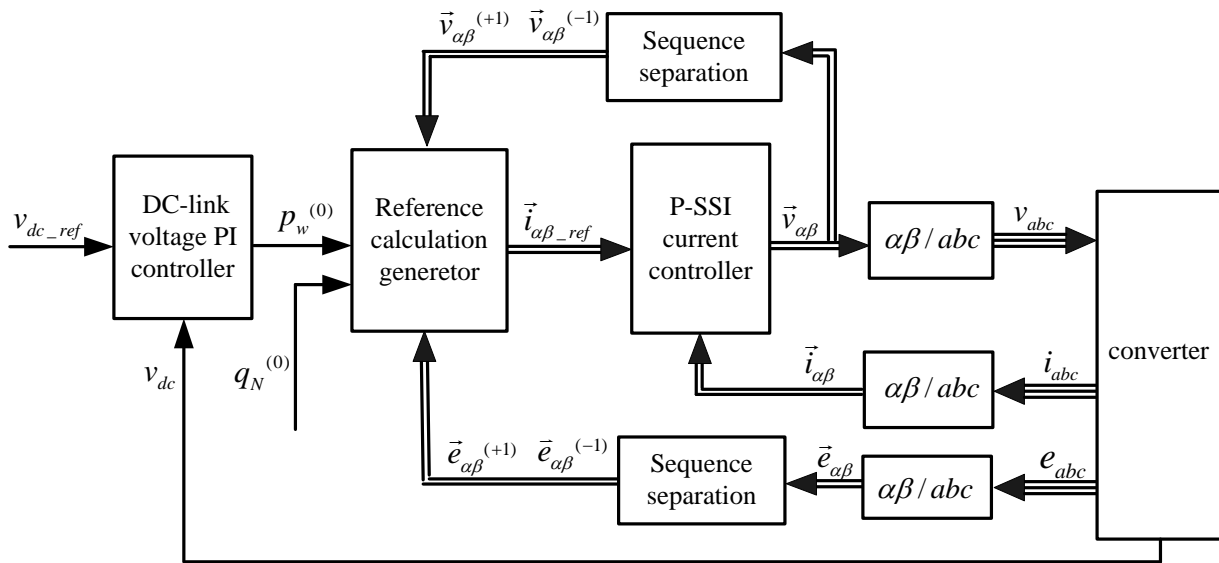


Abb. 4.1: DC-PI-Regler mit der Stromvorsteuerung [34]

Die oben beschriebenen Regelungsverfahren werden vorgestellt, um zu zeigen wie durch Beseitigung der momentanen Leistungswelligkeit die Harmonischen in der Zwischenkreisspannung beseitigt werden. Dennoch können die Harmonischen der Zwischenkreisspannung nicht vollständig eliminiert werden, da die in allen o.g. Regelungsverfahren eingesetzte Vorsteuerungsmethode und die damit verbundenen Regler nicht robust sind [9-10]. Weiterhin benötigen die Regler einen umfangreichen Aufwand zur Berechnung der Sollwerte für die Netzströme, um das Mit- und Gegensystem zu extrahieren.

Demzufolge besteht die Zielstellung dieser Arbeit darin, die mit dem unsymmetrischen Netz verbundene Harmonische in der Zwischenkreisspannung und des Netzstroms des Gleichrichtersystems zu reduzieren. In diesem Kapitel wird ein neues Regelungsverfahren vorgestellt, um die Minimierung der Zwischenkreiskapazität zu realisieren. Mit dem vorgestellten Regler soll das Gleichrichtersystem nicht nur ein schnelles Einschwingverhalten aufweisen sondern auch eine gute Regelungsfähigkeit zur Unterdrückung der zweiten Spannungsharmonische im Zwischenkreis und der dritten Harmonische des Netzstroms besitzen.

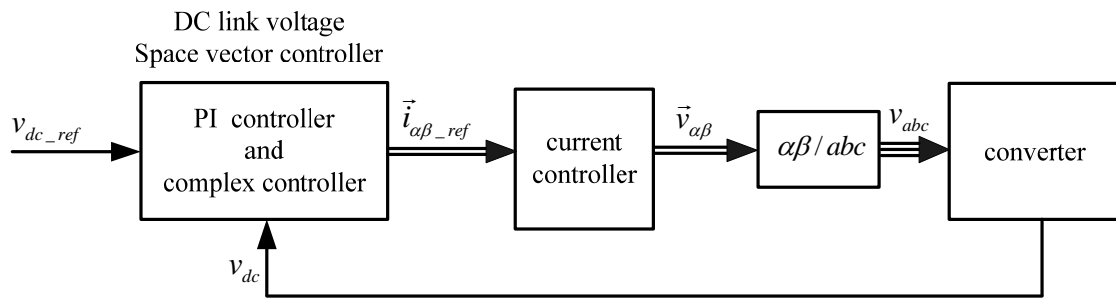


Abb. 4.2: DC-Raumvektorregler [10]

Um die Nachteile der in [24-39] vorgestellten Regelungsverfahren zu vermeiden, wurde in [10] ein DC-Raumvektorregler eingesetzt, siehe Abb. 4.2. Die Führungsgrößen der Netzströme für das Mit- und Gegensystem werden direkt aus dem Ausgang des DC-Raumvektorreglers berechnet. So kann die zweite Harmonische mittels des Stromreglers reduziert werden. Zur Ausführung des DC-Raumvektorreglers müssen zwei Resonanz-Stromregler parallel zum Zwischenkreisspannungskompensator des Gleichrichtersystems eingesetzt werden.

Daraus ergibt sich die Komplexität der Implementierung. Darüber hinaus wird das dynamische Verhalten der Zwischenkreisspannungsregelung infolge der zwei Resonanz-Stromregler parallel zum Zwischenkreisspannungsregler beeinflusst. Wenn eine schnelle Dynamik erforderlich ist, kann diese Regelung instabil werden [40].

Es gibt noch eine einfachere Regelungsmethode zur Eliminierung der 3. Harmonische des Netzstroms dadurch, dass das Gegensystem des Netzstroms zu Null geregelt wird. Mit dieser Regelungsmethode werden die Netzströme sinusförmig sein. Jedoch kann die 2. Harmonische in der Zwischenkreisspannung gemäß der Gleichung (2.32) nicht eliminiert werden.

In dieser Arbeit wird eine neuartige Regelungsstrategie auf der Basis der Rückkopplung aufgestellt [59]. Die Gleichrichterspannung des Gegensystems wird direkt mit lediglich einem Resonanz-Stromregler kompensiert. Weiterhin wird der Resonanz-Stromregler in Reihe zum Ausgang des Kompensators der Zwischenkreisspannung angeordnet. Die bessere dynamische Performance kann mittels des Reglers mit Kaskadenstruktur erzielt werden.

In diesem Kapitel wird zuerst die Idee der Eliminierung der 2. Harmonische auf der DC-Seite und 3. Harmonische auf der AC-Seite im Gleichrichtersystem bei unsymmetrischen Netzspannungen dargelegt. Dann wird ein Reglerentwurf auf der Basis von

Rückkopplung behandelt und mit dem herkömmlichen PI-Regler durch Simulation verglichen. Schließlich werden die Schlussfolgerungen dargelegt.

4.1 Idee der Eliminierung der zweiten Spannungsharmonische und der dritten Stromharmonische

Ein Prinzipschaltbild eines dreiphasigen AC/DC-PWM-Gleichrichter ist in Abb. 2.1 gezeigt. Das Diagramm eines herkömmlichen PI-Reglers ist in Abb. 4.3 dargestellt.

Bei unsymmetrischer Netzspannung ist die Zwischenkreisspannung nach dem mathematischen Modell in Kapitel 2 berechnet worden und kann wie folgt beschrieben werden:

$$v_{dc} = V_{dc} + \hat{A}_{v_{dc}} \cdot \cos(2\omega t + \beta_{v_{dc}}) . \quad (4.1)$$

Dabei ist v_{dc} die Zwischenkreisspannung. V_{dc} ist DC-Komponente der Zwischenkreisspannung. $\hat{A}_{v_{dc}}$ und $\beta_{v_{dc}}$ sind jeweils die Amplitude und die Phase der zweiten Harmonische der Zwischenkreisspannung.

Aus Gl. (4.1) ist zu ersehen, dass die zweite Harmonische im Zwischenkreis aufgrund des Gegensystems der Netzspannung auftritt. Um die Harmonische zu reduzieren, muss eine Gleichrichterspannung des Gegensystems erzeugt werden.

Infolge der zweiten Harmonischen auf der Zwischenkreisspannung kann der Ausgang des PI-Reglers für die Zwischenkreisspannung, d.h. der Stromsollwert für den Stromregler, abgeleitet werden (DC-Komponente ist vernachlässigt):

$$i_{d_ref} = \hat{A}_i \cdot \cos(2\omega t + \beta_i) = \frac{\hat{A}_i \cdot (e^{j(2\omega t + \beta_i)} + e^{-j(2\omega t + \beta_i)})}{2} . \quad (4.2)$$

Dabei ist i_{d_ref} der Stromsollwert, \hat{A}_i und β_i sind jeweils die Amplitude und die Phase des Stromsollwertes.

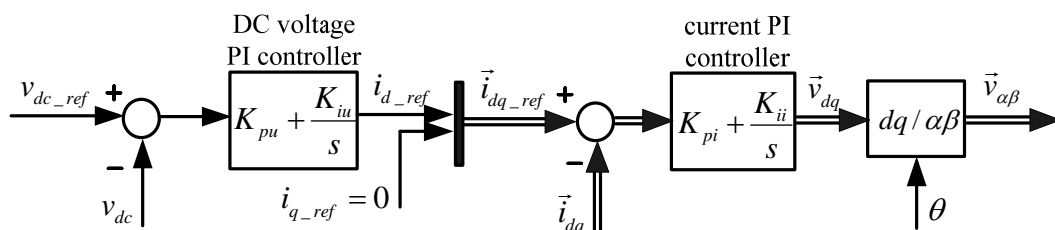


Abb. 4.3: Blockschaltbild eines herkömmlichen PI-Reglers

Nach Gl. (4.2) enthält der Stromsollwert noch die zweite harmonische Komponente, einschließlich Mitsystem und Gegensystem. Somit erhält man den Ausgang des Stromreglers, wie in Gl. (4.3) zu sehen ist.

$$\vec{v}_{dq} = \hat{A}_v \cdot \cos(2\omega t + \beta_v) = \frac{\hat{A}_v \cdot (e^{j(2\omega t + \beta_v)} + e^{-j(2\omega t + \beta_v)})}{2} \quad (4.3)$$

Hierin ist \vec{v}_{dq} der Ausgang des Stromreglers. \hat{A}_v und β_v sind jeweils die Amplitude und der Phasenwinkel von \vec{v}_{dq} .

Unter der Verwendung der entsprechenden Transformation ergibt sich \vec{v}_{dq} im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem zu:

$$\vec{v}_{\alpha\beta} = \vec{v}_{dq} \cdot e^{j\omega t} = \frac{\hat{A}_v \cdot (e^{j(3\omega t + \beta_v)} + e^{-j(\omega t + \beta_v)})}{2}. \quad (4.4)$$

Nach Gl. (4.4) wird die dritte harmonische Gleichrichterspannung erzeugt [10]. Gemäß der Analyse in Kapitel 2 führt diese Harmonische zu einer vierten Harmonischen in der Zwischenkreisspannung, die wiederum eine höhere Oberschwingungen im Netzstrom verursachen, d.h. eine ungerade Reihe Oberschwingungen von 3, 5, ...2n+1 werden im Netzstrom auftreten. Diese Oberschwingungen gefährden die Performance des Systems.

Um die dritte Harmonische des Netzstroms zu verringern, soll die Eingangsspannung des Gleichrichters so geregelt werden, dass die folgende Gleichung erfüllt werden muss [10]:

$$\vec{v}_{dq} = \hat{A}_v \cdot [\cos(2\omega t + \beta_v) - j \sin(2\omega t + \beta_v)] = \hat{A}_v \cdot e^{-j(2\omega t + \beta_v)}. \quad (4.5)$$

Durch Transformation der Gl. (4.5) in das stationäre Koordinatensystem ist nur die Grundschnungsspannung des Gegensystems am Gleichrichtereingang vorhanden, ohne die dritte Harmonische.

Somit besteht folgendes Regelungsziel. Die zweite harmonische Zwischenkreisspannung soll ermittelt und mit einem PR-Stromregler durch Erzeugung einer Grundschnungsspannung des Gegensystems am Gleichrichtereingang kompensiert werden, um die dritte Harmonische im Netzstrom und die zweite Spannungsharmonische im Zwischenkreis zu reduzieren. Weiterhin ist der PR-Stromregler in Reihe mit dem Ausgang des Reglers für die Zwischenkreisspannung geschaltet. Die bessere dynamische Performance kann aufgrund der Regelung mit Kaskadenstruktur erzielt werden.

4.2 Modell des Gleichrichters für den stationären Zustand

Die Gleichrichterspannungen des Mit- und Gegensystems im stationären Zustand werden mittels des dynamischen Modells des Systems im Kapitel 2 ermittelt, siehe Gln. (2.31).

Die vorgestellte Regelungsmethode bewirkt, dass die zweite Spannungsharmonische und die dritte Stromharmonische des Gleichrichtersystems bei unsymmetrischer Netzspannung eliminiert werden. Deshalb müssen die erste, dritte und vierte Gleichungen in Gln. (2.32) in Kapitel 2 erfüllt werden. Hier wird die zweite Gleichung in Gln. (2.32) durch die Bedingung $i_{q_ref}^{(+1)} = 0$ ersetzt.

Mit dem Modell für den stationären Zustand wird der Arbeitspunkt des Gleichrichtersystems im stationären Zustand festgelegt. Gemäß dieser Gleichung ist gut zu erkennen, dass das Regelungsziel durch Einstellung der Gleichrichterspannungen des Mitsystems und des Gegensystems erreicht werden kann.

4.3 Regelungsverfahren

Um die 2. Harmonische in der Zwischenkreisspannung zu eliminieren, wurde in dieser Arbeit zuerst die Vorsteuerungsmethode verwendet [61]. Jedoch wird die Harmonische bei der Änderung der Parameter des Gleichrichters nicht vollständig eliminiert. Daher wird ein neues Regelungsverfahren vorgestellt, wie in Abschnitt 4.1 dargestellt. Abb. 4.4 veranschaulicht das Blockschaltbild des neuartigen Regelungsverfahrens für das Gleichrichtersystem.

Nach Abb. 4.4. sind im Gesamtsystem zwei Regelkreise vorhanden. Die äußere Spannungsregelschleife ist zur Regelung der Zwischenkreisspannung gemäß dem Sollwert. Die innere Stromregelschleife beinhaltet einen PI-Stromregler und einen PR-Stromregler. Der Ausgang des PI-Reglers für die Zwischenkreisspannung besteht aus einer AC- und einer DC-Komponente. Die DC-Komponente wird durch den PI-Stromregler geregelt, um die Mitsystemspannung am Gleichrichtereingang zu erzeugen und somit eine konstante Zwischenkreisspannung beizubehalten. Die AC-Komponente wird durch den PR-Stromregler geregelt, um eine Gegensystemspannung zu erzeugen und damit die zweite Spannungsharmonische im Zwischenkreis zu reduzieren. Wenn die AC-Komponente des Ausgangs des PI-Reglers für die Zwischenkreisspannung

lediglich durch einen PI-Regler geregelt wird, tritt nach der vorhergehenden Analyse die 3. Harmonische im Netzstrom des Gleichrichters auf.

Um die 3. Harmonische im Netzstrom zu eliminieren, muss Gl. (4.5) erfüllt werden. In Gl. (4.5) besteht die Gleichrichtereingangsspannung aus zwei Komponenten, d.h. einer Kosinuskomponente und einer Sinuskomponente. Zwischen diesen beiden Komponenten besteht eine Phasendifferenz von 90° . Der Ausgang des PR-Stromreglers bildet die Kosinuskomponente, siehe Gl. (4.5). Die Sinuskomponente wird durch eine Phasenverzögerung von 90° vom Ausgang des PR-Stromreglers erhalten, wie in Abb. 4.5 zu sehen ist. Dadurch können die zweite Harmonische der Zwischenkreisspannung und die 3. Harmonische des Netzstroms eliminiert werden.

Der PR-Regler im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem funktioniert ähnlich wie der PI-Regler im rotierenden dq -Koordinatensystem. Im Gegensatz zu einem PI-Regler kann der PR-Regler im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem dem Sollwert bei 50Hz sowohl des Mitsystems als auch des Gegensystems folgen. Der PR-Stromregler ermöglicht die Regelung der Ströme sowohl des Mitsystems als auch des Gegensystems im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem.

Es wird ein herkömmlicher PI-Regler ($K_{pu} + \frac{K_{iu}}{s}$) für die Zwischenkreisspannung in Abb. 4.4 eingesetzt. Der PI-Stromregler aus Abb. 4.4 ist in Abb. 4.6 gezeigt.

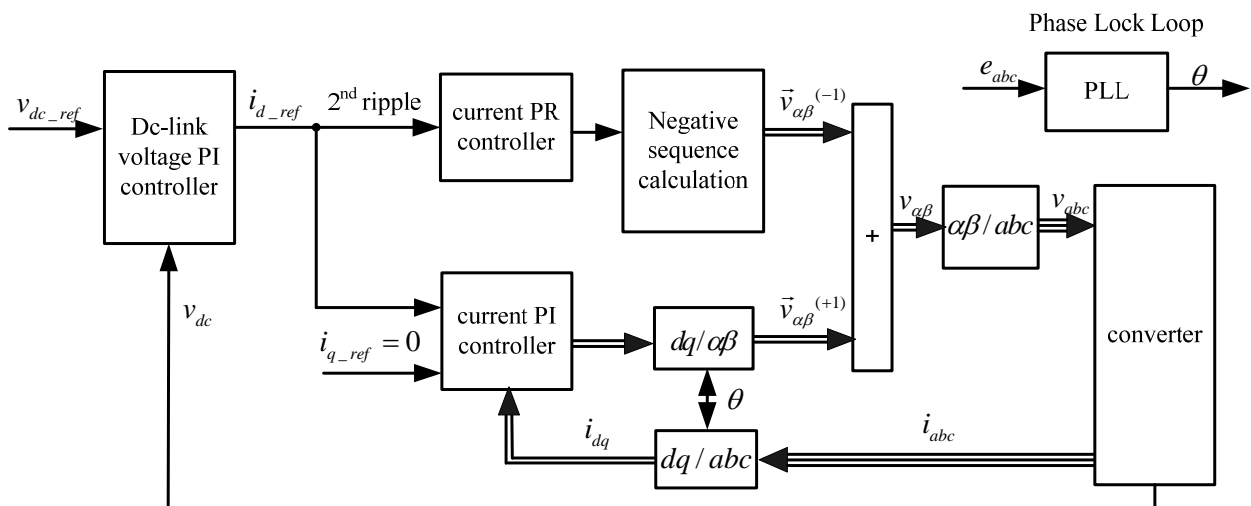


Abb. 4.4: Blocksaltbild eines auf Rückkopplung basierenden Reglers

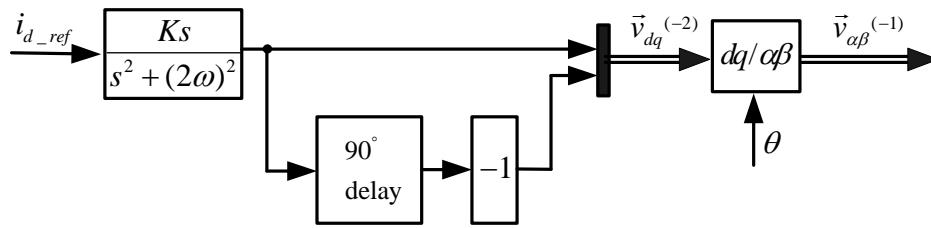


Abb. 4.5: Blockschaltbild des PR-Stromreglers und der Gegensystemberechnung

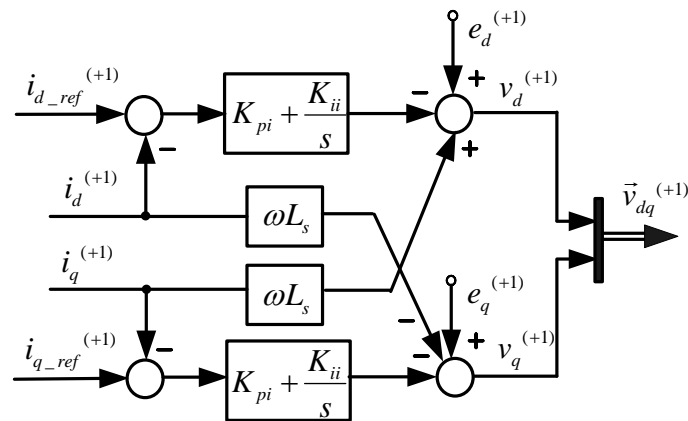


Abb. 4.6: Blockschaltbild des PI-Stromreglers

4.4 Simulationsergebnisse

- Fall 1: 30% Unsymmetrie in einer Phase der Netzspannung (z.B. der Phase c)

Um das Simulationsergebnis mit anderer Veröffentlichung zu vergleichen, sind die Parameter des Gleichrichtersystems für den Fall 1 gleich denen in der Veröffentlichung gewählt und in Tabelle 4.1 aufgeführt.

Tabelle 4.1: Parameters des Gleichrichtersystems für den Fall 1

Parameter	Wert	Parameter	Wert
L_{sa}, L_{sb}, L_{sc}	$1.5mH$	R_{sa}, R_{sb}, R_{sc}	0.2Ω
e_a	$140\sin(\omega t)V$	V_{dc_ref}	$400V$
e_b	$140\sin(\omega t + 120^\circ)V$	C_l	$100\mu F$
e_c	$98\sin(\omega t - 120^\circ)V$	R_l	100Ω

Die Zwischenkreisspannung im stationären Zustand für den herkömmlichen PI-Stromregler und für den vorgeschlagenen Stromregler sind jeweils in Abb. 4.7 und in Abb. 4.8 gezeigt. Abb. 4.9 und Abb. 4.10 zeigen die Netzströme im stationären Zustand für die beiden Regelungsmethoden.

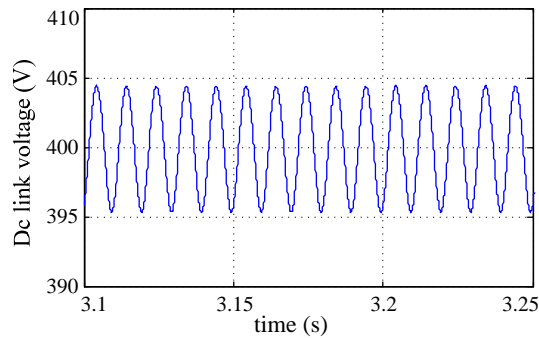


Abb. 4.7: stationäre Zwischenkreisspannung mit dem herkömmlichen PI-Stromregler

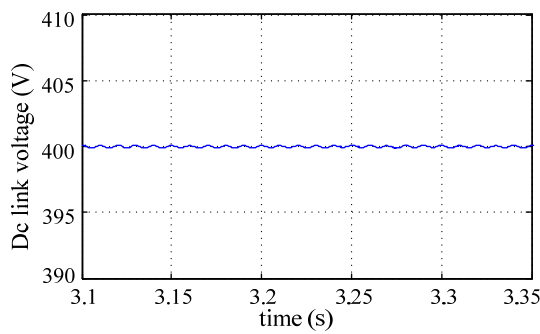


Abb. 4.8: stationäre Zwischenkreisspannung mit dem vorgeschlagenen Stromregler

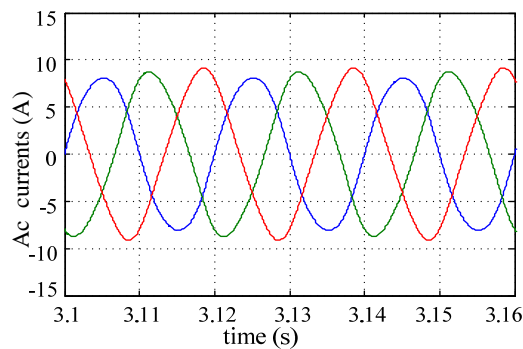


Abb. 4.9: stationäre Netzströme mit dem herkömmlichen PI-Stromregler

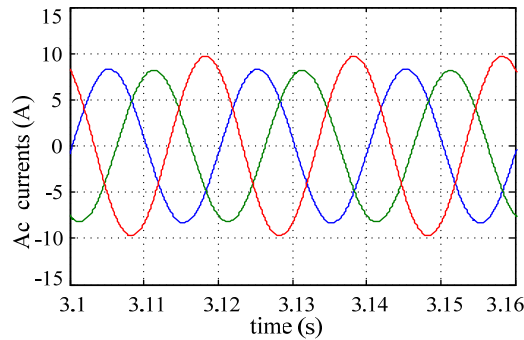


Abb. 4.10: stationäre Netzströme mit dem vorgeschlagenen Stromregler

Tabelle 4.2: THD des Netzstroms, die dritte Netzstromharmonische von Phase b und die zweiten Zwischenkreisspannungsharmonische

	Stromregler 1	Stromregler 2
Netzstrom-THD	0.000816	0.037
2.Zwischenkreisspannungsharmonische	1.8Vpp	9.08Vpp
3. Netzstromharmonische von Phase b	0.007A	0.321A

Stromregler 1: der vorgeschlagene Stromregler

Stromregler 2: der herkömmliche PI-Stromregler

Zum Vergleich sind die THD des Netzstroms, die dritte Stromoberschwingung von Phase b und die zweite Spannungsharmonische im Zwischenkreis für die beiden Regelungsmethoden in Tabelle 4.2 aufgeführt.

- Fall 2: einphasige Netzspannung ist null

Die Parameter des Gleichrichtersystems für den Fall 2 sind in Tabelle 4.3 aufgeführt.

Tabelle 4.3: Parameter des Gleichrichtersystems für den Fall 2

Parameter	Wert	Parameter	Wert
L_{sa}, L_{sb}	$1.5mH$	R_{sa}, R_{sb}, R_{sc}	0.2Ω
L_{sc}	$3mH$	V_{dc_ref}	$400V$
e_a	$140\sin(\omega t)V$	C_l	$100\mu F$
e_b	$140\sin(\omega t + 120^\circ)V$	R_l	100Ω
e_c	$0V$		

Die Zwischenkreisspannung im stationären Zustand mit dem herkömmlichen PI-Stromregler und mit dem vorgeschlagenen Stromregler sind in Abb. 4.11 und Abb. 4.12

dargestellt. Abb. 4.13 und Abb. 4.14 illustrieren die Netzströme im stationären Zustand für die beiden Regelungsmethoden.

Die THD des Netzstroms, die zweite Spannungsharmonische im Zwischenkreis und die dritte Stromoberschwingung von Phase b werden für die beiden Regelungsmethoden in Tabelle 4.4. verglichen.

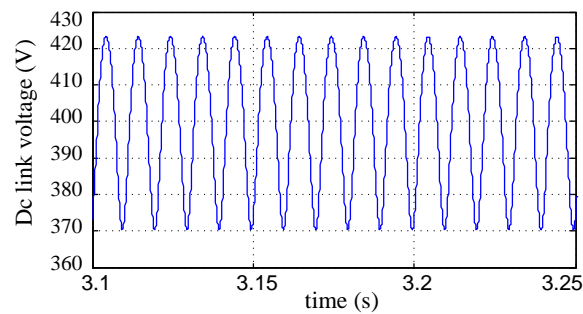


Abb. 4.11: stationäre Zwischenkreisspannung mit dem herkömmlichen PI-Stromregler

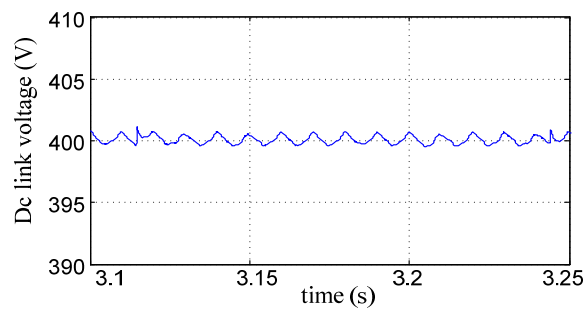


Abb. 4.12: stationäre Zwischenkreisspannung mit dem vorgeschlagenen Stromregler

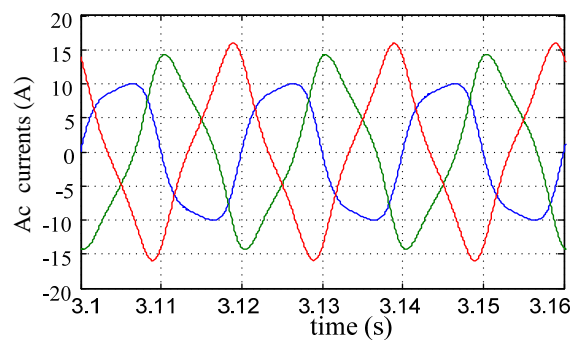


Abb. 4.13: stationäre Netzströme mit dem herkömmlichen PI-Stromregler

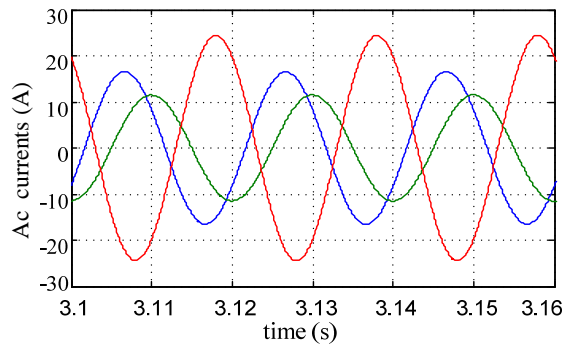


Abb. 4.14: stationäre Netzströme mit dem vorgeschlagenen Stromregler

Tabelle 4.4: THD des Netzstroms, die zweite Zwischenkreisspannungsharmonische und die dritte Netzstromharmonische von Phase b

	Stromregler 1	Stromregler 2
Netzstrom-THD	0.0049	0.149
2.Zwischenkreisspannungsharmonische	1.8Vpp	52Vpp
3. Netzstromharmonische von Phase b	0.05A	1.88A

Stromregler 1: der vorgeschlagenen Stromregler

Stromregler 2: der herkömmliche PI-Stromregler

Aus den oben dargestellten Abbildungen und den Tabellen ist es ersichtlich, dass sich in den beiden Fällen die 2. Harmonischen in der Zwischenkreisspannung und 3. Harmonischen des Netzstroms des Gleichrichtersystems mit der vorgeschlagenen Stromregelung nahezu beseitigen lassen, d.h. die Kurve des Netzstroms ist nahezu sinusförmig und nur eine kleine Harmonische erscheint in der Kurvenform der Zwischenkreisspannung. Weiterhin wird die dritte Harmonische des Netzstroms verringert. Mit dem herkömmlichen PI-Stromregler ist die Kurvenform des Netzstroms nicht sinusförmig. Sie ist im zweiten Fall infolge des Auftretens der dritten Harmonische sogar verzerrt. Eine größere zweite Harmonische tritt in der Zwischenkreisspannung auf.

Die vorgestellte Stromregelungsmethode reduziert die zweite Spannungsharmonische im Zwischenkreis effektiv um 80% auf 1.8 V in Fall 1 und um 96% auf 1.8 V in Fall 2 sowie die dritte Harmonische des Netzstroms um 98% auf 0.007 A in Fall 1 und um 97% auf 0.05 A in Fall 2.

Unter unsymmetrischen Bedingungen ist das Regelungsverhalten beim vorgeschlagenen Stromregler vorteilhafter als beim PI-Stromregler und den Reglern in [34]

[38] infolge der Minimierung der 2. Harmonische der Zwischenkreisspannung und der 3. Harmonische des Netzstroms. Darüber hinaus wird das dynamische Verhalten des Systems aufgrund der Kaskadenstruktur in der vorgeschlagenen neuen Regelung verbessert. Aus diesem Grund ermöglicht das Gleichrichtersystem mit der vorgeschlagenen Stromregelung eine Verringerung der Zwischenkreiskapazität beim Vorliegen unsymmetrischer Bedingungen, wie das in der Analyse am Anfang dieses Kapitels festgestellt wurde. Hervorzuheben ist, dass die Netzströme mit der vorgeschlagenen Stromregelung ansteigen, siehe Abb. 4.10 und Abb. 4.14. Aus diesem Grund erhöhen sich die Leistungsverluste der Halbleiter im Vergleich zur Anwendung der herkömmlichen PI-Stromregelung.

5 Stabilitätsanalyse eines Aktiv-Power-Filters

Durch die zunehmende Zahl von nichtlinearen Lasten, die an das Elektroenergiesystem angeschlossen werden, nimmt auch das Problem der Sicherung einer ausreichenden Elektroenergiequalität zu. Aktiv-Power-Filter (APF) wird als ein wirksames Instrument für die Kompensation der Stromoberschwingungen [41-47] betrachtet. In vielen Elektroenergiesystemen sind mehr und mehr APF an ein Netz über eine Reihenschaltung der Netzimpedanzen angeschlossen. Um auf die dynamische Wechselwirkung zwischen den mehrfach parallelen APF einzugehen, wird in diesem Kapitel zunächst die Stabilitätsanalyse eines APF durchgeführt.

In Abb. 5.1 ist das Schaltbild eines APF-Systems im Laplacebereich dargestellt. Abb. 5.2 verdeutlicht ein vereinfachtes Raumvektorsatzschaltbild eines APF.

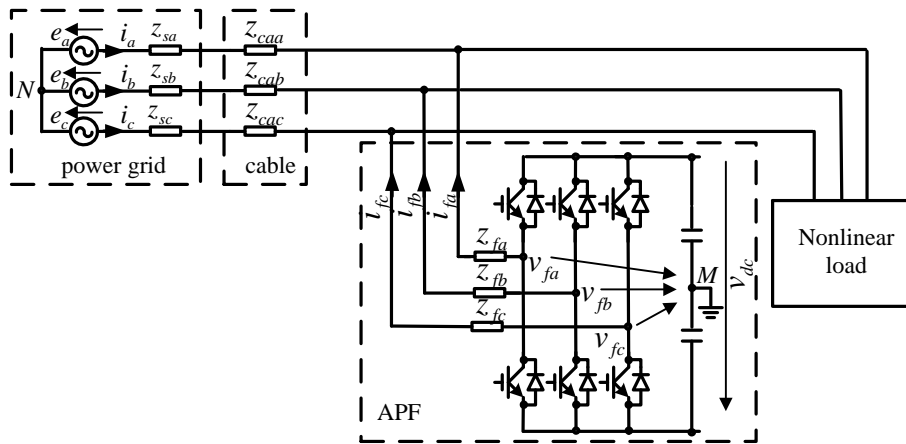


Abb. 5.1: Schaltbild eines APF-Systems im Laplacebereich

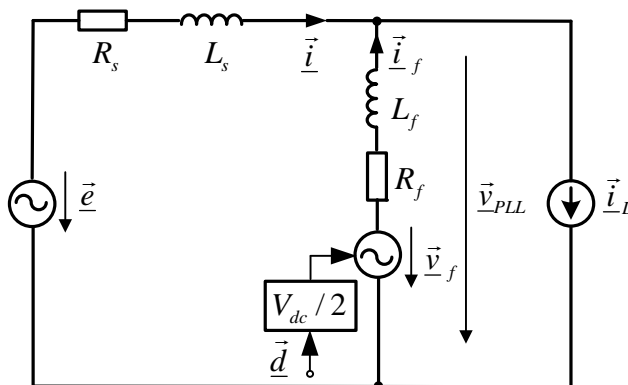


Abb. 5.2: Vereinfachtes Raumvektorsatzschaltbild eines APF

Um für ein APF die Transformation in unterschiedliche Koordinatensysteme im APF zu realisieren, wird in der Theorie der Phasenwinkel der Netzspannung (e in Abb. 5.2) als Referenzphasenwinkel gewählt. Er wird von der Grundschiwingung der Netzspannung durch eine Phase-Locked-Loop-Struktur (PLL) abgeleitet. Daher ist die Frequenz der PLL konstant.

In der praktischen Anwendung wird jedoch die Spannung v_{PLL} am Netzanschlusspunkt in Abb. 5.2 gemessen. Dann wird der entsprechende Phasenwinkel als Referenzphasenwinkel berechnet und mittels einer PLL gefiltert. Im diesen Fall soll der Einfluss der Netzimpedanz berücksichtigt werden. Er wird wie folgt analysiert (zur Vereinfachung der nachfolgenden Analyse wird der Netzwidestand R_s gleich null gesetzt):

Gemäß der Abbildung erhält man die Gleichungen des APF-Systems.

$$\underline{\vec{e}} = jX_s \cdot \underline{\vec{i}} + \underline{\vec{v}}_{PLL} \quad (5.1)$$

$$\begin{cases} \underline{\vec{e}} = \hat{E} \cdot e^{j0} \\ \underline{\vec{i}} = \hat{I} \cdot e^{j\varphi} = i_\alpha + ji_\beta \\ \underline{\vec{v}}_{PLL} = \hat{V}_{PLL} \cdot e^{j\theta} \\ X_s = \omega \cdot L_s \end{cases} \quad (5.2)$$

Setzt man Gl. (5.2) in Gl. (5.1) ein, folgt für die Amplitude der Spannung \hat{V}_{PLL} .

$$\hat{V}_{PLL} = \sqrt{(\hat{E} + \omega \cdot L_s \cdot i_\beta)^2 + (\omega \cdot L_s \cdot i_\alpha)^2} \quad (5.3)$$

Das Verhältnis zwischen dem Phasenwinkel θ und der Kreisfrequenz ω ergibt sich zu:

$$\theta = \arctan\left(\frac{-\omega \cdot L_s \cdot i_\alpha}{\hat{E} + \omega \cdot L_s \cdot i_\beta}\right). \quad (5.4)$$

Gemäß Gl. (5.4) verursacht eine Veränderung des Stroms die Veränderung des Phasenwinkels θ bei $L_s \neq 0$, besonders unter unsymmetrischen Bedingungen. Der Phasenwinkel wird von der PLL gemessen und gefiltert. Falls die PLL nicht robust ausgelegt ist, wird dadurch die dynamische Performance des Systems verschlechtert. Um diese Beeinflussung durch die PLL zu verringern, wird das PLL-System in [67-70] ausgelegt. In dieser Arbeit wird die Auslegung der PLL nicht mehr vertiefend diskutiert.

Zur Vermeidung des Einflusses der PLL auf die dynamische Performance des Systems wird in dieser Arbeit der Regler mit einer konstanten Frequenz im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem verwendet. Als Folge davon ergibt sich ein einfaches Steuer-

schema, ohne Notwendigkeit der PLL-Strategien und Rotationstransformationen [34], [38], [78]. Hier wird bewiesen, dass eine kleine Veränderung der Frequenz der Netzspannung (± 1 Hz) nur eine geringe Auswirkung auf den $\alpha\beta$ -Stromregler hat. Wenn eine große Veränderung der Frequenz auftreten würde, kann ein P-SSI Regler ohne Probleme der Stabilität verwendet werden [34] [78]. Eine große Veränderung der Frequenz verursacht jedoch die Regelsabweichung im stationären Zustand.

Um das dynamische Verhalten eines APFs zu analysieren, muss ein möglichst exaktes mathematisches Modell des APF-Systems aufgestellt werden. Im Allgemeinen sind zwei Modellierungsverfahren möglich. Eines ist die Modellierung im rotierenden dq -Koordinatensystem, das andere im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem. Im dq -Koordinatensystem besteht jede Variable aus zwei Komponenten und es besteht eine Kopplung zwischen den zwei Komponenten. In einem mehrfach parallelen APF-System entsteht so eine Vielzahl von Variablen, die das Modell kompliziert machen. Es ist schwierig, das Modell zu berechnen und zu untersuchen. Daher wird das Modell im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem bevorzugt. Weiterhin können im stationären Koordinatensystem sowohl die Mitsystem-Oberschwingungen als auch die Gegen-system-Oberschwingungen, die vom unsymmetrischen Netz hervorgerufen werden, mit lediglich einem einzelnen Stromregler kompensiert werden.

Deshalb wird in dieser Arbeit ein mehrfach paralleles APF-System im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem modelliert und analysiert, um diese Komplexität der Berechnung zu vermeiden und den Rechenaufwand zu reduzieren. Wie in Gl. (2.1) und Gl. (2.2) gezeigt, wird das System als ein lineares System betrachtet, wenn die Zwischenkreisspannung konstant ist. Deshalb wird die Zwischenkreisspannung in den folgenden Analysen als eine Konstante angenommen. Für dieses lineare System können die Bodediagramm-Methode und die Polstellen-Methode angewandt werden, um die Stabilität des Systems zu analysieren.

Dieses Kapitel der Arbeit gliedert sich in folgende Abschnitte. Zuerst wird das Modell eines APFs berechnet. Dann werden die Einflüsse der Parameter einschließlich der Netzparameter, der hauptsächlichen Schaltungsparameter und der Stromreglerparameter auf die Stabilität des APF-Systems untersucht. Schließlich werden die Simulationsergebnisse angegeben.

5.1 Modell eines APF-Systems

5.1.1 Modell des offenen Kreises des APFs ohne Stromregler

Wie in Gl. (2.5) gezeigt, sind die Schaltungsgleichungen des APF-Systems im Frequenzbereich für α - und β -Komponente in den $\alpha\beta$ -Koordinaten identisch und es besteht keine Kopplung zwischen den α - und β -Komponenten. Deshalb sind in diesem Kapitel die Schaltbilder, die Blockdiagramme und die Schaltungsgleichungen nur für die α -Komponente im Laplacebereich angegeben. Zur Verbesserung der Übersichtlichkeit wird nachfolgend der Index nicht mehr explizit angegeben. Das Schaltbild eines APF-Systems ohne Stromregler im Laplacebereich ist in Abb. 5.3 dargestellt. In leistungselektronischen Systemen bildet gewöhnlich ein Front-End-Gleichrichter eine nichtlineare Last. Das Modell dieser Last ist kompliziert und in [55] untersucht worden. Um die Analyse zu erleichtern, kann die Last als eine Stromquelle i_L dargestellt werden, siehe Abb. 5.3.

Gemäß dem Schaltbild lauten die Schaltungsgleichungen:

$$\begin{aligned} e(s) - v_1(s) &= (Z_s(s) + Z_{ca}(s)) \cdot i(s) \\ i_f(s) + i(s) &= i_L(s) \\ v_f(s) - v_1(s) &= Z_f(s) \cdot i_f(s). \end{aligned} \tag{5.5}$$

Dabei ist e die Netzspannung, i ist der Netzstrom, Z_s ist die Netzimpedanz, i_f ist der Filterstrom, v_f ist die Wechselrichterspannung, Z_f ist die Filterimpedanz, Z_{ca} ist die Kabelimpedanz und i_L ist der Laststrom.

Aus den Lösungen der Gleichungen wird der Filterstrom wie folgt abgeleitet.

$$i_f(s) = G_{iu}(s) \cdot e(s) + G_{id}(s) \cdot v_f(s) + G_{ii}(s) \cdot i_L(s) \tag{5.6}$$

Wobei

$$G_{iu}(s) = -\frac{1}{Z_f(s) + Z_s(s) + Z_{ca}(s)}, \quad G_{id}(s) = \frac{1}{Z_f(s) + Z_s(s) + Z_{ca}(s)}, \quad G_{ii}(s) = \frac{Z_s(s) + Z_{ca}(s)}{Z_f(s) + Z_s(s) + Z_{ca}(s)}$$

Aus Gl. (5.6) kann man das Blockdiagramm des offenen Kreises ermitteln, siehe Abb. 5.4).

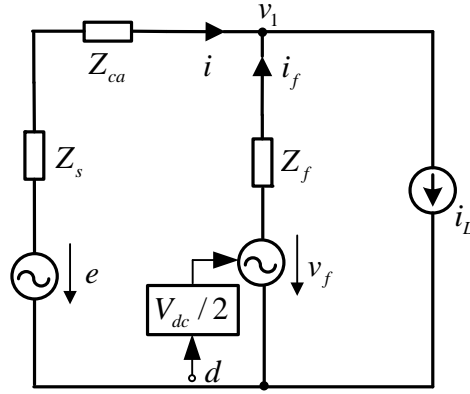


Abb. 5.3: Schaltbild eines APFs ohne Stromregler

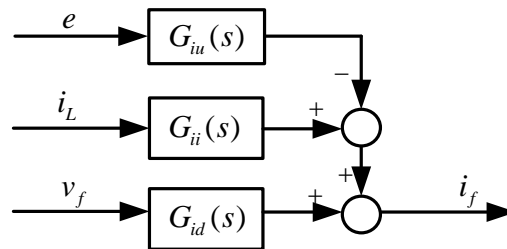


Abb. 5.4: Blockdiagramm des offenen Kreises des APFs ohne Stromregler

Aus Gl. (5.6) und Abb. 5.4 ergibt sich die Übertragungsfunktion des offenen Kreises des Systems ohne Stromregler:

$$G_{ob}(s) \big|_{i_L=0, e=0} = \frac{i_f(s)}{v_f(s)} = G_{id}(s) = \frac{1}{Z_f(s) + Z_s(s) + Z_{ca}(s)}. \quad (5.7)$$

5.1.2 Modell des offenen Kreises des APFs mit Stromregler

Abb. 5.5 zeigt das Schaltbild des APF-Systems mit Stromregler. Aus Abb. 5.5 ergibt sich das Blockdiagramm des geschlossenen Kreises des APF-Systems mit Stromregler. Es ist in Abb. 5.6 dargestellt.

Aus Gl. (5.7) und Abb. 5.6 lässt sich das Modell des offenen Kreises des Systems mit Stromregler ableiten.

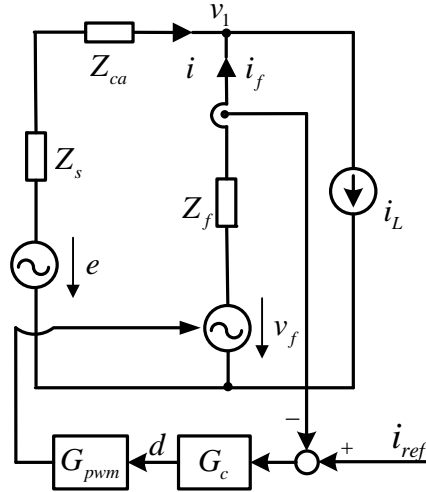


Abb. 5.5: Schaltbild des APFs mit Stromregler

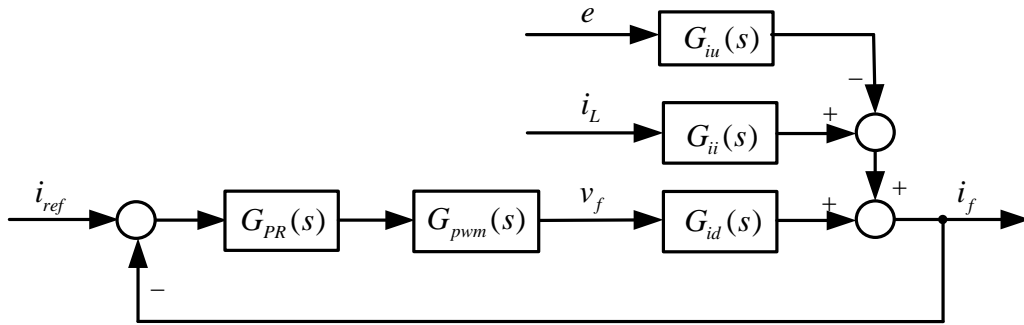


Abb. 5.6: Blockdiagramm des geschlossenen Kreises mit Stromregler

$$G_o(s) = G_{id}(s) \cdot G_{pwm}(s) \cdot G_{PR}(s) \quad (5.8)$$

$$G_{PR}(s) = \sum_{k=1,5,7} K_{pk} + \frac{K_{ik}s}{s^2 + (k\omega)^2} \quad (5.9)$$

$$G_{pwm}(s) = \frac{K_d}{T_d s + 1} \quad (5.10)$$

Hier ist $G_{PR}(s)$ die Übertragungsfunktion des Stromreglers und es wird ein PR-Regler in $\alpha\beta$ -Koordinaten für den Filterstrom eingesetzt. Ein klassische PI-Regler ist in Bezug auf den Stromregler im $\alpha\beta$ -Koordinaten nicht geeignet, da ein PI-Regler eine Phasenverschiebung hervorruft. Deshalb wird ein PR-Regler im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem eingesetzt. Der PR-Regler mit einem Proportional-Anteil (P) und einem Resonanz-Anteil (R) kann durch Transformation des PI-Reglers in das stationäre $\alpha\beta$ -Koordinaten

erhalten werden, wie in Gl. (5.9) angegeben [56-57], [66]. Hierin ist K_{pk} die Proportionalverstärkung und K_{ik} die Integralverstärkung des Reglers. k ist die harmonische Ordnung. Um die Analyse zu vereinfachen, werden nur der 5. und der 7. Oberschwingungsregler einbezogen, d.h. $k = 1, 5, 7$. Eine Verzögerungszeit wird durch PWM verursacht. Durch Taylor-Transformation kann PWM als PT1-Glied betrachtet werden [85]. Deswegen wird das Modell der PWM in Gl.(5.10) formuliert. Dabei ist K_d der Koeffizient der PWM und T_d die Verzögerungszeit der PWM.

5.2 Einfluss einiger Parameter auf die Stabilität eines einzigen APFs

Mit dem Modell des APFs in Gln. (5.7) – (5.10) bezieht sich die Stabilität auf die Netzparameter, die Kabelparameter, die APF-Parameter, die Stromreglerparameter, die PWM-Parameter und die Lastparameter. Davon sind die Netzinduktivität, Filterinduktivität und die Kabelinduktivität induktive Parameter. Aus Gl. (5.8) erkennt man, dass diese drei Parameter die gleiche Einflusstendenz auf die Stabilität des APFs haben. Zur Analyse des Einflusses der o.g. Parameter auf die Stabilität kann man das Stabilitätskriterium mit dem Bodediagramm anwenden oder die Lage der Polstellen des geschlossen Regelkreises in der s-Ebene (komplexe Ebene) betrachten. Um die beiden Methoden zu vergleichen, wird die Verteilung der Polstellen des geschlossen Regelkreises des APFs, bei Variation der Filterinduktivität L_f , der Stromreglerverstärkung K_p und der Stromreglernachstellzeit T_n als Beispiel, dargestellt. Die Analyseergebnisse nach beiden Methoden sind identisch. Die Analysemethode mit dem Bodediagramm ist einfacher, da die Berechnung der Polstellen des geschlossenen Regelkreises nicht erforderlich ist. Andererseits sind mit dem Bodediagramm die Einflüsse von Parameteränderungen oder zusätzlicher Glieder auf die Phasenänderung im Bereich der kritischen Frequenz anschaulich und erkennbar. Daher wird das Stabilitätskriterium mit Bodediagramm zur Stabilitätsanalyse in dieser Dissertation überwiegend angewandt. Die Bodediagramme in den folgenden Abschnitten werden gemäß der Übertragungsfunktion $G_o(s)$ des offenen Kreises des APF-Systems abgebildet (siehe Gl.(5.8)). Bevor die Analysen durchgeführt werden, werden zunächst die Parameter des Systems angegeben.

5.2.1 Netzparameter

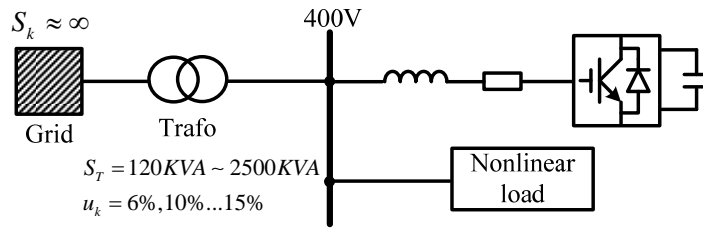


Abb. 5.7: Topologie der Elektrischen Energieversorgung

Gemäß den technischen Daten des Netzes in Abb. 5.7 und in Anhang 9.1 kann man die Netzimpedanz berechnen. Die Netzinduktivität variiert im Bereich von $0.25mH$ bis $0.63mH$ bei $S_T = 120KVA$ (schwaches Netz) und von $12\mu H$ bis $31\mu H$ bei $S_T = 2500KVA$ (starkes Netz).

Normalerweise werden die Parameter des Stromreglers im System so gewählt, dass die Durchtrittsfrequenz des Systems nicht größer als $1/3$ der Schalterfrequenz und nicht kleiner als die Frequenz der kompensierten maximalen Oberschwingung (in der Arbeit 350 Hz für die 7. Oberschwingung) ist. Außerdem ist der Phasenrand auf der Basis des Bodediagramms etwa 50° .

In dieser Arbeit sind die Parameter $L_s = 60\mu H$ und $L_f = 0.3mH$ gesetzt. In dem Fall, dass die Proportionalverstärkungen groß sind, sind die Parameter für die drei Stromregler (der Grundschiwingung, der 5. Oberschwingung und der 7. Oberschwingung): $K_{p1} = K_{p5} = K_{p7} = 0.028$, $T_{i1} = 50ms$ und $T_{i5} = T_{i7} = 20ms$. Damit ist das System stabil. Das wird in dieser Arbeit als erster Fall definiert. Im zweiten Fall, dass die Proportionalverstärkungen klein sind, kann man die Parameter für die Stromregler so wählen, dass das System grenzstabil wird. In diesem Fall sind die Parameter für die drei Stromregler $K_{p1} = K_{p5} = K_{p7} = 0.0016$, $T_{i1} = 50ms$, $T_{i5} = 20ms$ und $T_{i7} = 50\mu s$.

In diesem Kapitel wird die Netzinduktivität $L_s = 60\mu H$ gewählt. Die anderen Parameter des APF-Systems sind gleich den in Abschnitt 5.3.1.1.1 aufgeführten. Auf der Basis solchen Parameter wird der Einfluss einiger Parameter auf die Stabilität des APFs nachfolgend untersucht.

5.2.2 Einfluss der Filterparameter

Gemäß dem Modell des APFs wird der Einfluss der Filterinduktivität auf die Stabilität des APFs mit Bodediagramm analysiert. Abb. 5.8 verdeutlicht das Bodediagramm des APF-Systems, wenn sich die Filterinduktivität L_f verändert.

Aus diesem Diagramm geht hervor, dass der Phasenrand 39° für $L_f = 0.8\text{mH}$ ist. Der Phasenrand ist 35° für $L_f = 0.6\text{mH}$ und 26° für $L_f = 0.3\text{mH}$.

Wenn das APF-System stabil ist und L_f ansteigt, geht aus dem Bodediagramm hervor, dass die Bandbreite reduziert wird und der Phasenrand sich sich vergrößert. Wird L_f dagegen verringert, unter Berücksichtigung der Verzögerungszeit des Systems, wird das APF-System instabil.

Die Lage der Polstellen in der s-Ebene ist bei Variation der Filterinduktivität L_f im oberen Teil der Abb. 5.9 dargestellt. Die Varianten sind durch unterschiedliche Farben der Markierungen der Polstellen gekennzeichnet. Die Lage der Polstellen in der Nähe der imaginären Achse, die durch die PR-Regler (1, 5 und 7) eingefügt werden, sind jeweils vergrößert, im unteren Teil der Abb. 5.9 dargestellt.

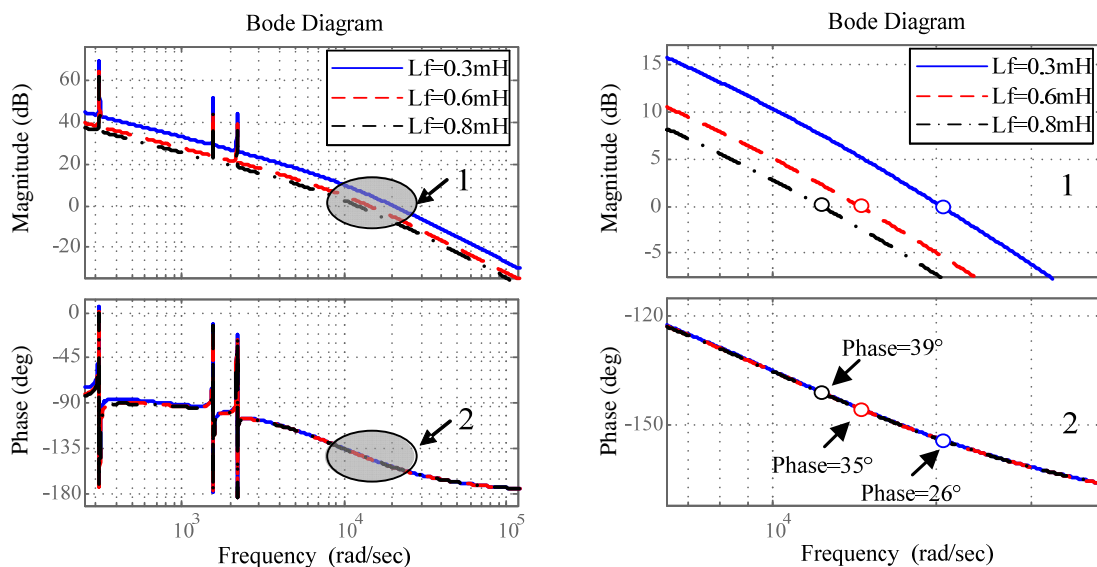


Abb. 5.8: Bodediagramm des APFs bei Variation von L_f

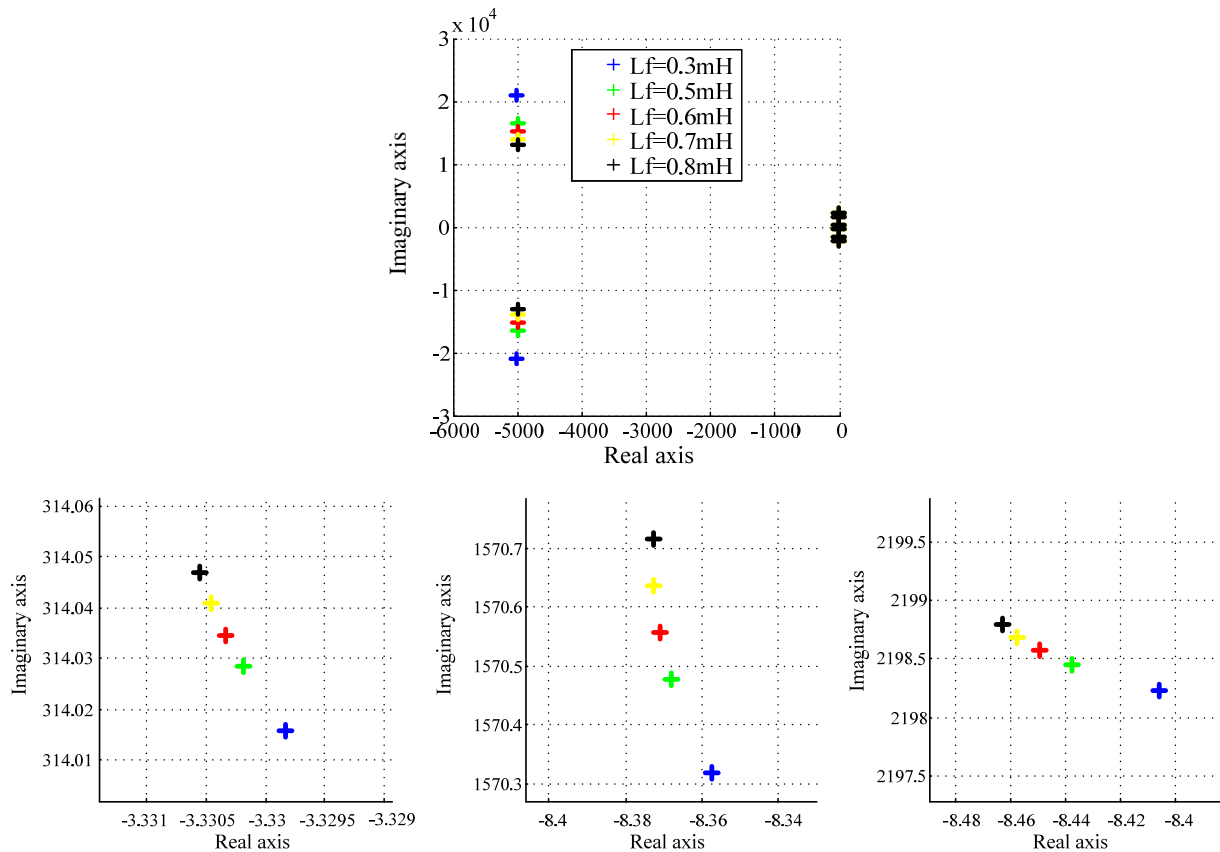

 Abb. 5.9: Polstellen des geschlossenen Regelkreises bei Variation von L_f

Abb. 5.9 (unterer Teil) zeigt die Verteilung der drei komplexen Polstellen in Abhängigkeit von L_f , die durch die PR-Regler (1, 5 und 7) hervorgerufen werden.

Diese Filterinduktivität L_f wird von 0.3mH bis 0.8mH variiert. Aus Abb. 5.9 wird ersichtlich, dass eine steigende L_f zur Verbesserung der Stabilität des APFs führt.

Das Bodediagramm des APF-Systems für den zweiten Fall ist in Abb. 5.10 gezeigt, wenn L_f variiert wird. Das schraffierte Gebiet ist in Abb. 5.11 vergrößert dargestellt.

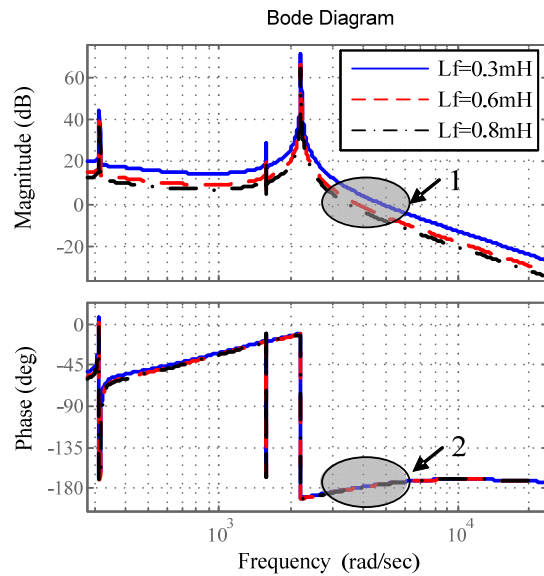
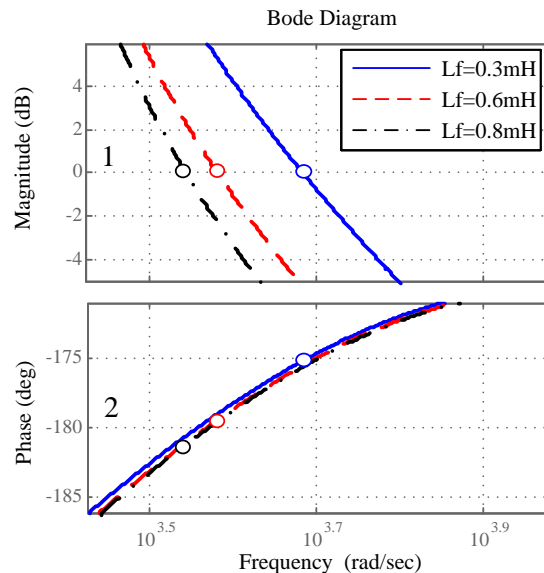

Abb. 5.10: Bodediagramm des APFs bei Variation von L_f zweiter Fall


Abb. 5.11: Vergrößerung der schraffierten Fläche für den zweiten Fall

Wenn die Parameter T_{n7} und K_p des Stromreglers für die 7. Oberschwingung eingestellt wird, bis das System nahezu stabil ist. Unter dieser Bedingung, dass die Durchtrittsfrequenz klein ist, führt die Erhöhung von L_f zur Instabilität des Systems. Gemäß Abb. 5.11 ist das System instabil bei $L_f = 0.8mH$.

Die Lage der Polstellen des geschlossenen Regelkreises in der s-Ebene ist bei Variation von L_f in Abb. 5.12 dargestellt. Die Varianten sind durch unterschiedliche Farben

der Markierungen der Polstellen gekennzeichnet. Die Lage der Polstellen in der Nähe der imaginären Achse, die durch die PR-Regler (1, 5 und 7) eingefügt werden, sind, jeweils vergrößert, im rechten Teil der Abb. 5.12 dargestellt.

Diese Filterinduktivität L_f wird von $0.3mH$ bis $0.8mH$ variiert. Aus Abb. 5.12 wird ersichtlich, dass mit steigender L_f ($0.7mH$ und $0.8mH$) die Polstellen in der s-Ebene rechts auftreten. Somit führt das zur Instabilität des APFs.

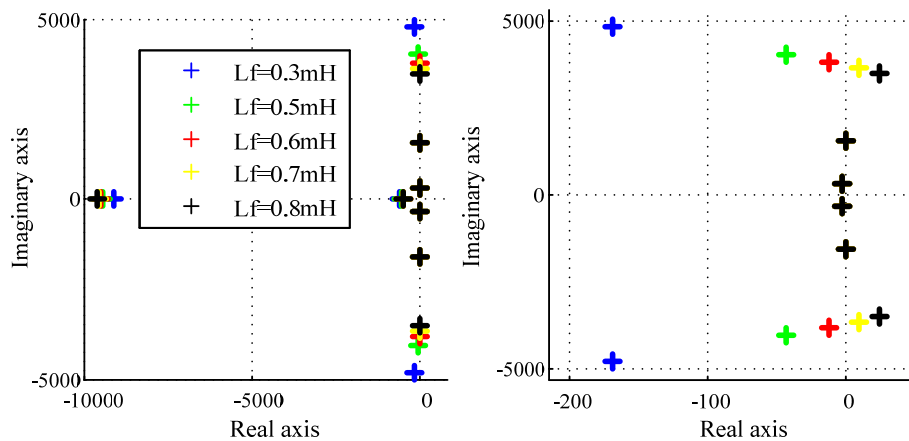


Abb. 5.12: Polstellen des geschlossenen Regelkreises bei Variation von L_f für den zweiten Fall

In der praktischen Anwendung soll dieser Fall vermieden werden, d.h. die Durchtrittsfrequenz soll nicht in der Nähe der kompensierten maximalen Oberschwingung (hier die 7. Oberschwingung) liegen, sonst ist das System instabil.

In diesen zwei Fällen entsprechen die Analyseergebnisse des Einflusses der Filterinduktivität auf die Stabilität des APFs mit der Bodediagramm-Methode denen mit der Polstellen-Methode.

5.2.3 Einfluss der Netzparameter

Der Einfluss der Netzinduktivität L_s auf die Stabilität des APFs ist gemäß Gl. (5.8) ähnlich wie der von L_f . Das Bodediagramm des APF-Systems ist in Abb. 5.13 dargestellt, wenn sich die Netzinduktivität L_s verändert. Die Vergrößerung des schraffierten Gebietes im Kreis ist in Abb. 5.14 gezeigt. Aus diesem Diagramm geht hervor, dass der Phasenrand 33° für $L_s = 0.3mH$ ist, 27° für $L_s = 0.1mH$ und 26° für $L_s = 60\mu H$.

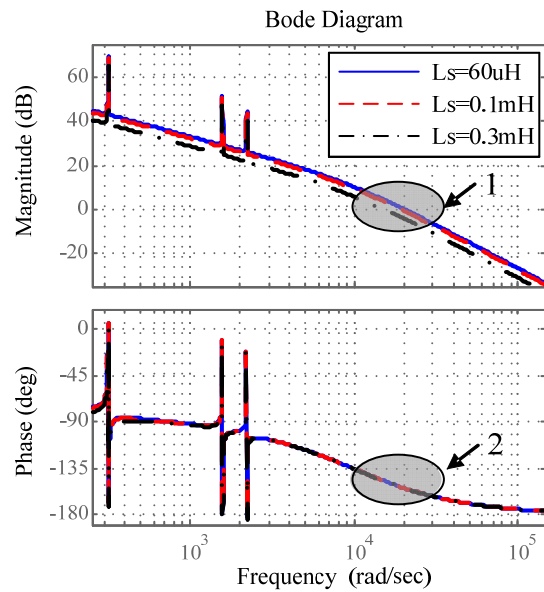
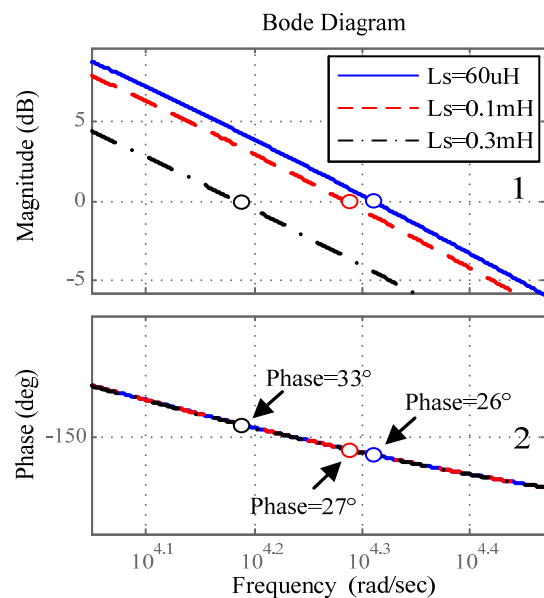

Abb. 5.13: Bodediagramm des APFs bei Variation von L_s erster Fall


Abb. 5.14: Vergrößerung des schraffierten Gebietes

Wenn das APF-System stabil ist und L_s ansteigt, geht aus dem Bodediagramm hervor, dass die Bandbreite reduziert wird und der Phasenrand ansteigt. Wird L_s dagegen verringert und die Totzeit des Systems berücksichtigt, wird das APF-System instabil.

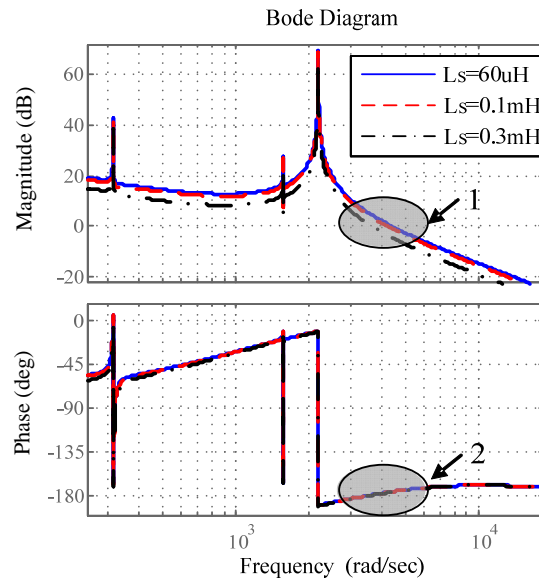
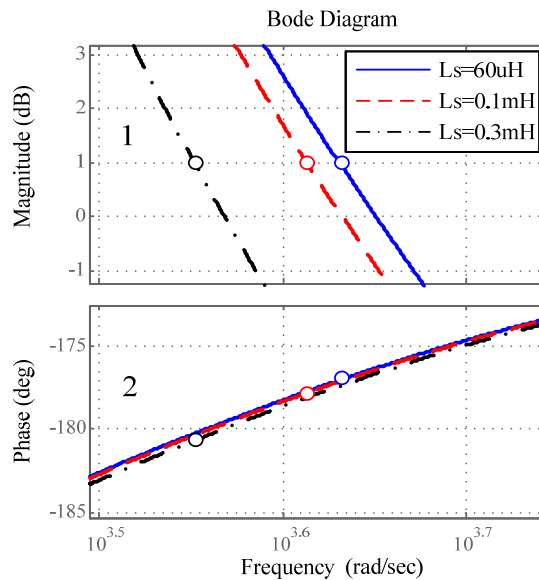

Abb. 5.15: Bodediagramm des APFs bei Variation von L_s zweiter Fall


Abb. 5.16: Vergrößerung der schraffierten Fläche

Das Bodediagramm des APF-Systems für den zweiten Fall (Abb. 5.15) gilt, wenn L_s variiert wird. Die schraffierte Fläche ist in Abb. 5.16 vergrößert dargestellt.

Wenn die Parameter T_{n7} und K_p des Stromreglers klein eingestellt werden, ist das System nahezu stabil. Unter dieser Bedingung, dass die Durchtrittsfrequenz klein ist, bewirkt die Erhöhung von L_s die Instabilität des Systems, siehe Abb. 5.16.

5.2.4 Einfluss der Parameter des Stromreglers

Die Parameter des Stromreglers sind die Stromreglerproportionalverstärkung und die Nachstellzeit.

Der Einfluss der Stromreglerproportionalverstärkung K_p auf die Stabilität des APFs ist in Abb. 5.17 gezeigt. Aus diesem Diagramm kann man sehen, dass der Phasenrand 26° für $K_p = 0.028$ ist, 20° für $K_p = 0.05$ und 16° für $K_p = 0.08$.

Aus dem Bodediagramm geht hervor, dass die Bandbreite erhöht und der Phasenrand reduziert wird, wenn die Proportionalverstärkung K_p ansteigt. Daher wird das APF-System instabil, wenn K_p zunimmt und die Totzeit des Systems berücksichtigt wird.

Die Darstellung der Lage der Polstellen des geschlossenen Regelkreises in der s-Ebene bei der Variation von K_p ist in Abb. 5.18 (links) gezeigt. Die Varianten sind durch unterschiedliche Farben der Markierungen der Polstellen gekennzeichnet. Die Lagen der Polstellen in der Nähe der imaginären Achse, die durch die PR-Regler (1, 5, 7) eingefügt werden, sind im rechten Teil der Abb. 5.18 dargestellt.

Abb. 5.18 (rechts) zeigt die Verteilung der drei konjugiert komplexen Polpaare in Abhängigkeit von K_p , die durch die PR-Regler (1, 5 und 7) eingefügt werden.

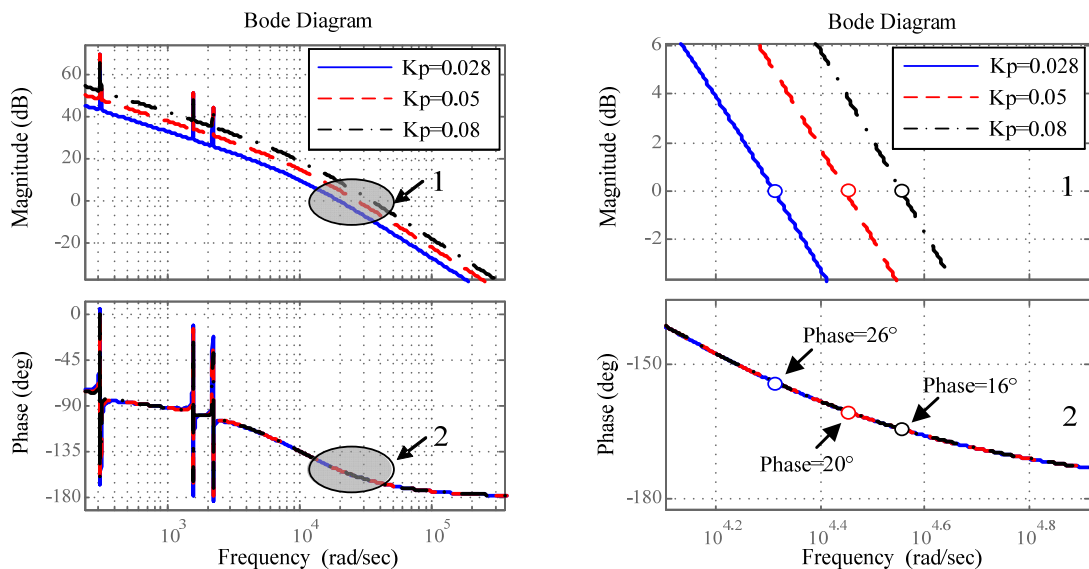


Abb. 5.17: Bodediagramm des APFs bei Variation von K_p

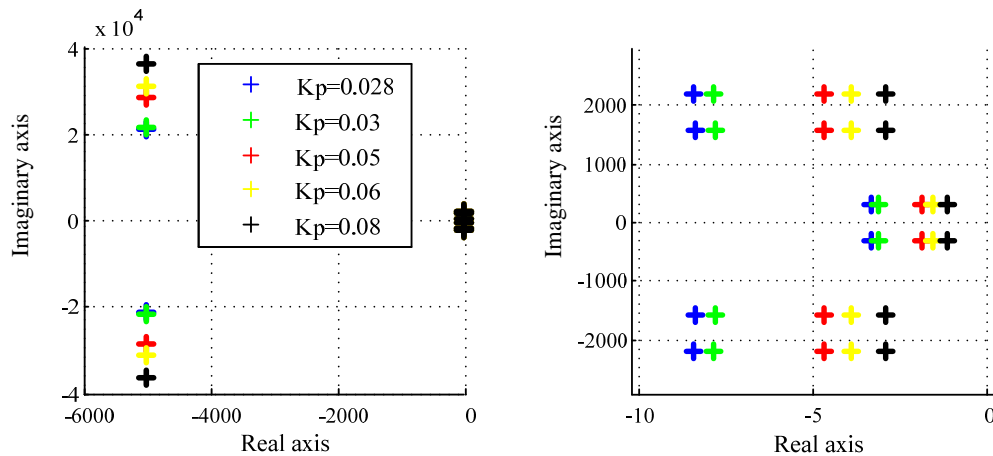


Abb. 5.18: Polstellen des geschlossenen Regelkreises bei Variation von K_p

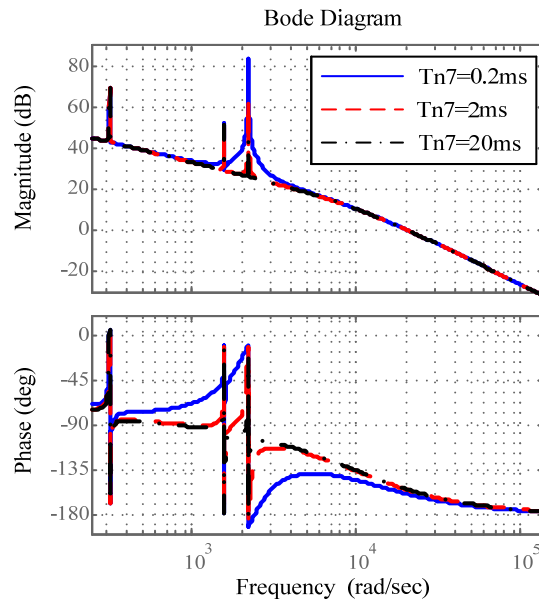
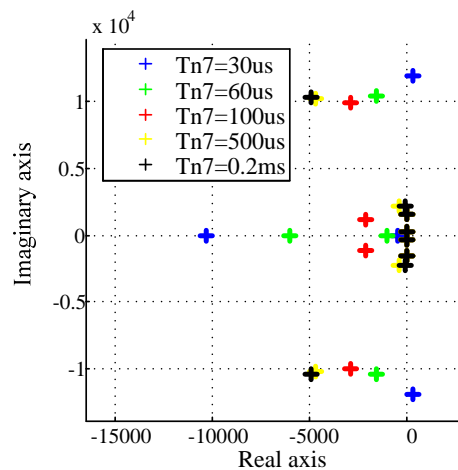
K_p wird von 0.028 bis 0.08 variiert. Aus Abb. 5.18 wird ersichtlich, dass eine steigende K_p zur Instabilität des APFs führt. Aus Abb. 5.17 und Abb. 5.18 ist zu ersehen, dass die Ergebnisse des Einflusses von K_p auf die Stabilität des APFs mit der Bodediagramm-Methode mit den Ergebnissen mit der Polstellen-Methode übereinstimmen.

Zudem beeinflusst die Nachstellzeit T_{n7} des Stromreglers die Stabilität des APFs. Der Einfluss ist in Abb. 5.19 gezeigt. Wenn die Proportionalverstärkung K_p klein ist, führt die Verringerung der Nachstellzeit des 7. Oberschwingungsstromreglers T_{n7} zur Instabilität des Systems.

Die Darstellung der Lage der Polstellen des geschlossenen Regelkreises in der s-Ebene bei der Variation der Stromreglernachstellzeit T_{n7} ist in Abb. 5.20 gezeigt. Die Varianten sind durch unterschiedliche Farben der Markierungen der Polstellen gekennzeichnet.

T_{n7} wird von $30\mu s$ bis $0.2ms$ variiert. Aus Abb. 5.20 wird ersichtlich, dass mit reduzierter T_{n7} der APF zur Instabilität neigt. Bei $T_{n7} = 30\mu s$ treten zwei Polstellen in der rechten s-Ebene auf. In diesem Fall ist der APF instabil.

Aus Abb. 5.19 und Abb. 5.20 ist zu sehen, dass die Ergebnisse des Einflusses von T_{n7} auf die Stabilität des APFs mit der Bodediagramm-Methode mit den Ergebnissen der Polstellen-Methode übereinstimmen.


 Abb. 5.19: Bodediagramm des APFs bei Variation von T_{n7}

 Abb. 5.20: Polstellen des geschlossenen Regelkreises bei Variation von T_{n7}

5.2.5 Einfluss der Parameter der PWM

Der Einfluss der Verzögerungszeit der PWM T_d auf die Stabilität des APF-Systems ist in Abb. 5.21 dargestellt. Das schraffierte Gebiet ist in Abb. 5.22 vergrößert dargestellt.

Aus diesem Diagramm geht hervor, dass der Phasenrand 36° für $T_d = 50\mu\text{s}$ ist, 26° für $T_d = 100\mu\text{s}$ und 19° für $T_d = 200\mu\text{s}$.

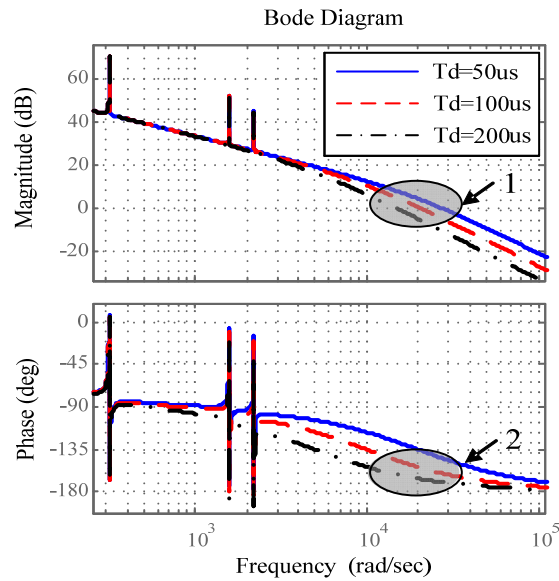
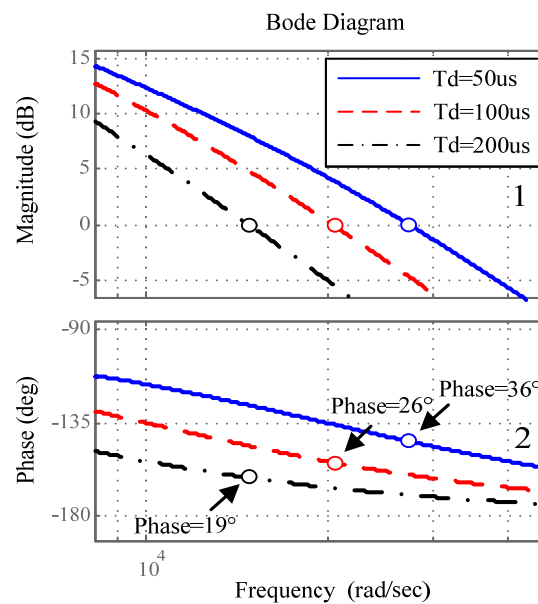

Abb. 5.21: Bodediagramm des APFs bei Variation von T_d


Abb. 5.22: Vergrößerung der schraffierten Fläche

Wenn die Schaltfrequenz verringert und damit T_d erhöht wird, ist die Charakteristik der Phasenverschiebung im Mittelfrequenzbereich ersichtlich. Das verursacht die Verminderung des Phasenrandes des APF-Systems und beeinträchtigt somit die Stabilität des APF-Systems.

5.2.6 Einfluss der Kabelparameter

Der Einfluss der Kabelimpedanz Z_{ca} auf die Stabilität des APF-Systems ist nach Gl. (5.8) gleich wie der der Netzimpedanz Z_s . Dieser Einfluss wird nicht untersucht, da die Kabelimpedanz viel kleiner als die Filterimpedanz ist.

5.2.7 Zusammenfassung

In diesem Abschnitt wurden mittels des Modells eines einzelnen APF-Systems die Einflüsse der Parameter auf die Stabilität des APF-Systems analysiert.

- Die Netzinduktivität beeinflusst die Stabilität des APF-Systems in zwei Fällen. Im ersten Fall ist das APF-System bei hoher Proportionalverstärkung K_p des Stromreglers stabil. Unter dieser Bedingung führt die Verringerung der Netzinduktivität zur Instabilität des APF-Systems, wenn die gesamte Totzeit von allen Systemen betrachtet wird. Im zweiten Fall ist das System nahezu stabil, wenn T_{n7} und K_p des Stromreglers klein sind. Unter dieser Bedingung hat die Erhöhung der Netzinduktivität die Instabilität des APF-Systems zur Folge.
- Die Einflüsse der Filterinduktivität und Kabelinduktivität sind ähnlich wie die der Netzinduktivität.
- Sowohl die erhöhte Proportionalverstärkung des Stromreglers als auch die sinkende Nachstellzeit des Stromreglers führen zur Instabilität der APF, wenn die gesamte Totzeit im System berücksichtigt wird.
- Die Widerstände des Netzes und des Filters sind klein in Vergleich zur Induktivität. Deshalb werden die Einflüsse der Widerstände nicht untersucht. Jedoch verbessert sich die Stabilität des APF-Systems infolge der signifikanten Dämpfungswirkung durch den Widerstand.

5.3 Simulation des APF-Systems im Zeitbereich

Das Simulationsdiagramm eines einzelnen APFs ist im Anhang 9 gezeigt.

5.3.1 Einfluss des Filterparameters

Die Filterinduktivität L_f hat zwei unterschiedliche Einflüsse auf die Stabilität des APF-Systems.

5.3.1.1 Der erste Fall

Wenn das APF-System eigentlich stabil ist und die Proportionalverstärkung des Stromreglers hoch ist. ($K_p = 0.01$)

5.3.1.1.1 Simulationsparameter

- Netzparameter: $R_s = 3m\Omega$, $L_s = 60\mu H$
- Kabelparameter: $R_{ca} = 0.1m\Omega$, $L_{ca} = 1.856\mu H$
- Parameter des APFs: $R_f = 20m\Omega$, $L_f = 0.3mH$, Stromreglerparameter für die Grundschiwingung: $K_p = 0.01$, $T_i = 0.05$, Stromreglerparameter für die 5. Oberschiwingung: $K_p = 0.01$, $T_i = 0.02$, Stromreglerparameter für die 7. Oberschiwingung: $K_p = 0.01$, $T_i = 0.02$
- Lastparameter: $R_l = 0.01m\Omega$, $L_l = 100\mu H$, $i_L = 22A$, $\theta = 15^\circ$ (B6-Puls-Thyristor-Brücke)
- Schaltfrequenz: $f_s = 10kHz$
- Verzögerungszeit: $20\mu s$
- Zwischenkreisspannung: $400V$

5.3.1.1.2 Simulationsergebnisse

Die Filterinduktivität L_f wird von $600\mu H$ auf $200\mu H$ reduziert.

Abb. 5.23 stellt den zeitlichen Verlauf des Filterstroms des APFs dar.

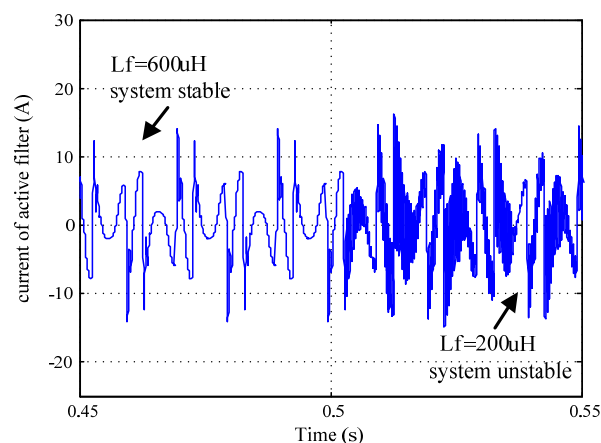


Abb. 5.23: Zeitlicher Verlauf des Filterstroms des APFs

(vor $t = 0.503s$, $L_f = 600\mu H$ nach $t = 0.503s$, $L_f = 200\mu H$)

Aus Abb. 5.23 kann man ersehen, dass die Verringerung von L_f eine Instabilität des APF-Systems zur Folge hat, wenn das System zuvor stabil war und die Totzeit berücksichtigt wird. Diese Simulationsergebnisse stimmen mit den theoretischen Analyseergebnissen überein.

5.3.1.2 Der zweite Fall

Das APF-System ist bei $K_p = 0.001$ und $T_{n7} = 0.1ms$ nahezu stabil. Dieser Fall erscheint selten in der praktischen Anwendung, weil die Durchtrittsfrequenz in der Nähe der Frequenz der kompensierten maximalen Oberschwingung (in der Arbeit 350 Hz für die 7. Oberschwingung) liegt. Deshalb wird dieser Fall nicht mittels Simulation untersucht.

5.3.2 Einfluss der Parameter des Stromreglers

5.3.2.1 Einfluss der Proportionalverstärkung

5.3.2.1.1 Parameter

- Stromreglerparameter K_p wird von 0.005 auf 0.03 gesteigert.

5.3.2.1.2 Ergebnisse

Der zeitliche Verlauf des Filterstroms des APFs ist in Abb. 5.24 gezeigt. Aus dieser Abbildung kann man ersehen, dass eine erhöhte K_p zur Instabilität des APF-Systems führt. Diese Simulationsergebnisse stimmen mit den theoretischen Analyseergebnissen überein.

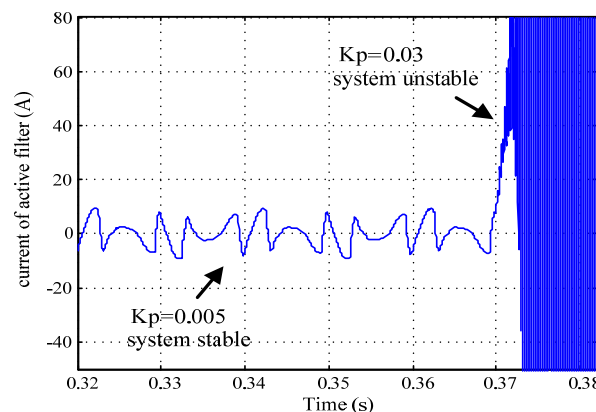


Abb. 5.24: Zeitlicher Verlauf des Filterstroms des APFs

(vor $t = 0.369s$, $K_p = 0.005$ nach $t = 0.369s$, $K_p = 0.03$)

5.3.2.2 Einfluss der Nachstellzeit T_{n7}

5.3.2.2.1 Parameter

- Stromreglerparameter T_{n7} wird von $500\mu s$ auf $70\mu s$ verringert.

5.3.2.2.2 Ergebnisse

Der zeitliche Verlauf des Filterstroms des APFs ist in Abb. 5.25 gezeigt. Aus dieser Abbildung kann man ersehen, dass eine reduzierte T_{n7} zur Instabilität des APF-Systems führt. Auch diese Simulationsergebnisse stimmen mit den theoretischen Analyseergebnissen überein.

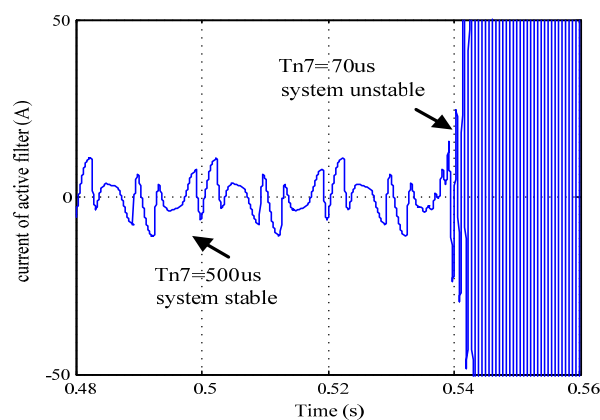


Abb. 5.25: Zeitlicher Verlauf des Filterstroms des APFs

(vor $t = 0.538$ s, $T_{n7} = 500\mu s$ nach $t = 0.538$ s, $T_{n7} = 70\mu s$)

6 Stabilität des mehrfach parallelen APF-Systems

Im letzten Kapitel ist die Stabilität eines einzelnen APF-Systems behandelt worden. Die Einflüsse der unterschiedenen Parameter auf die Stabilität des APF-Systems wurden zusammengefasst.

In vielen praktischen Anwendungen befinden sich einige APFs weit voneinander entfernt und liegen parallel zum Netz. Wenn das Netz schwach ist und die Parameter eines APFs nicht richtig gewählt worden sind, kann der Einfluss eines APFs auf die anderen APF nicht vernachlässigt werden.

In einigen Systeme werden verschiedene APFs mit unterschiedlichen Lasten, statt mit einer gemeinsamen Last, betrieben. Ein derartiges System wird in dieser Arbeit diskutiert, d.h. die dynamische Wechselwirkung zwischen unterschiedlichen APFs wird für den Fall untersucht, dass die verschiedenen APFs an das gleiche schwache Netz mit hoher Impedanz [11-12] angeschlossen sind.

Für diese mit einer gemeinsamen Last parallel geschalteten APFs muss eine Stromaufteilung realisiert werden. Eine herkömmliche Methode ist der Frequenz- und Spannung-Regeldifferenz-Entwurf [48-51]. Diese Steuerungsmethode wird in dieser Dissertation nicht diskutiert.

Um die Stabilität eines mehrfach parallelen APF-Systems zu untersuchen, besteht die traditionelle Methode darin, das Klein- und Großsignalmodell des Systems zu berechnen. Normalerweise können die Differentialgleichungen aller Systeme bestimmt und dann ins dq - oder $\alpha\beta$ -Koordinatensystem transformiert werden. Somit erhält man das Großsignalmodell. Für ein mehrfach paralleles APF-System sind umfangreichere Berechnungen erforderlich. Ein wirksames Verfahren ist, die Ausgangsimpedanzcharakteristik des APFs zu ermitteln. Diese Methode wurde in [52-54] verwendet, um den Einfluss von DC/DC-Wandlern und Wechselrichtern zu analysieren. In dieser Dissertation wird diese Methode angewendet, um die dynamische Wechselwirkung zwischen den mehrfach parallelen APF detailliert zu analysieren.

Abb. 6.1a) zeigt ein mehrfach paralleles APF-System im Frequenzbereich. Jeder APF ist an eine eigene Last angeschlossen. Der Fall, dass die Ausgangsimpedanz der $N-1$ APFs mit $Z_{oin}, i = 2, \dots, n$ bezeichnet und ein weiterer APF mit den $N-1$ APFs über die Kabelimpedanzen verbunden wird, ist in Abb. 6.1b) gezeigt.

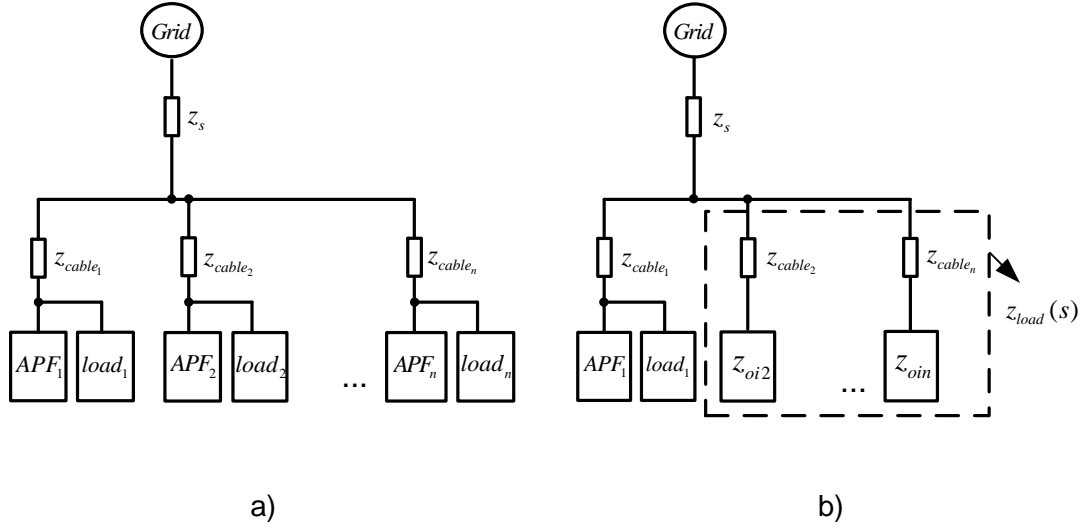


Abb. 6.1: a) Mehrfach paralleles APF-System b) Mehrfach paralleles APF-System mit Ausgangsimpedanz

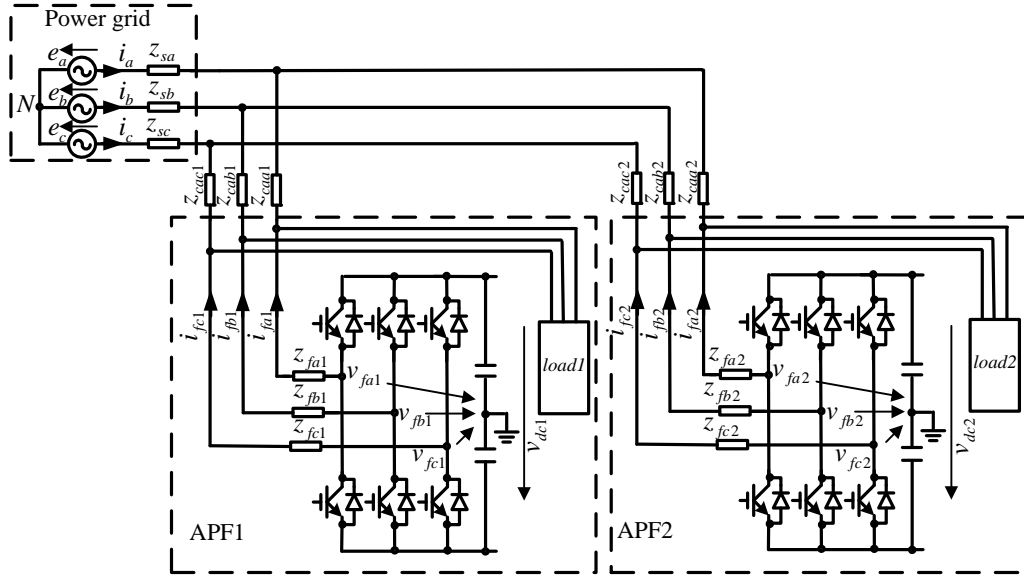


Abb. 6.2: Schaltbild eines zweifach parallelen APF-Systems

Die gesamte Impedanz der übrigen $N - 1$ APFs bestimmt sich zu:

$$Z_{load}(s) = [(Z_{cable_2}(s) + z_{oi2}(s)) \parallel \dots \parallel (Z_{cable_n}(s) + z_{oin}(s))]. \quad (6.1)$$

Um die Analyse der Systemstabilität zu vereinfachen, wird das zweifach parallele APF-System untersucht. Zudem wird in diesem System ein L-Filter verwendet. Das Ersatzschaltbild eines zweifach parallelen APF-Systems im Frequenzbereich ist in Abb. 6.2 dargestellt.

In diesem Kapitel wird zunächst die Ausgangsimpedanz eines APFs berechnet. Zweitens werden die Eigenschaften der Ausgangsimpedanz eines APFs untersucht.

Dann werden die Einflüsse der Ausgangsimpedanz eines APFs auf die Stabilität des anderen APFs behandelt. Zum Schluss wird diskutiert, mit welcher Methode die Robustheit eines APFs verbessert werden kann, um den Einfluss des anderen APFs zu verringern.

6.1 Ausgangsimpedanz eines APF [58][60]

6.1.1 Bestimmung der Ausgangsimpedanz

In gleicher Weise, wie bei der Analyse eines APFs im letzten Kapitel, sind die folgenden Analysen in diesem Kapitel für die α -Komponente in $\alpha\beta$ -Koordinaten und im Frequenzbereich gültig. Deshalb sind in diesem Kapitel die Schaltbilder, die Blockdiagramme und die Schaltungsgleichungen nur für die α -Komponente im Frequenzbereich angegeben. Zur Verbesserung der Übersichtlichkeit wird nachfolgend der Index nicht mehr explizit angegeben.

Das Schaltbild und das Mittelwertersatzschaltbild eines APFs mit Stromregler sind in Abb. 6.3 dargestellt. Der innere Stromregelkreis stellt den Filterstrom i_f mit Hilfe des Stromreglers und der PWM ein und folgt somit dem Stromsollwert i_{ref} . $G_c(s)$ ist die Übertragungsfunktion des Stromreglers. $G_{pwm}(s)$ ist die Übertragungsfunktion der PWM.

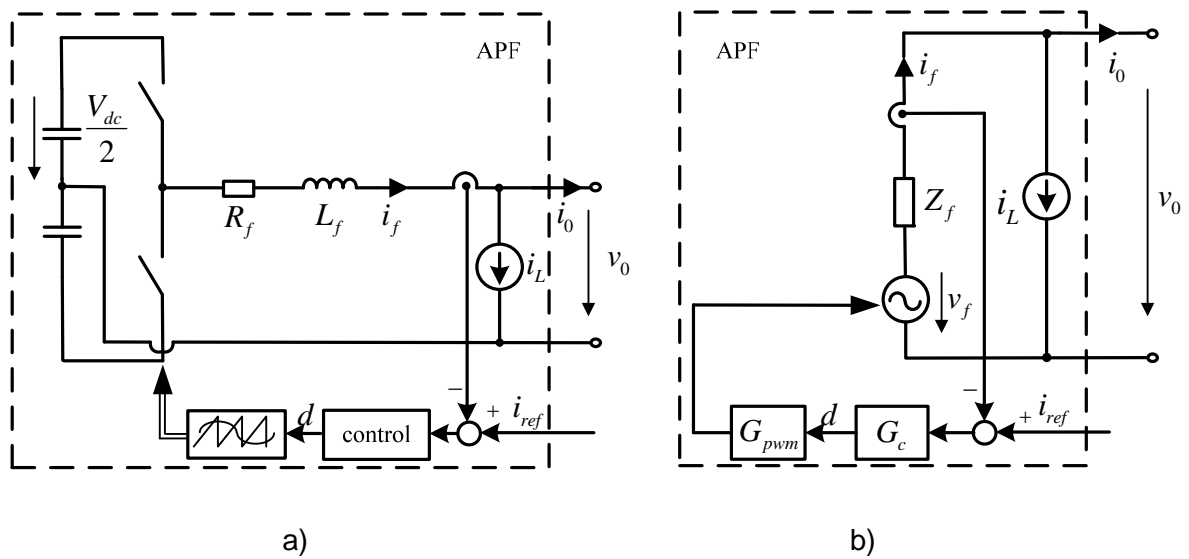


Abb. 6.3: a) Schaltbild eines APFs mit Stromregler b) Mittelwertersatzschaltbild eines APFs mit Stromregler

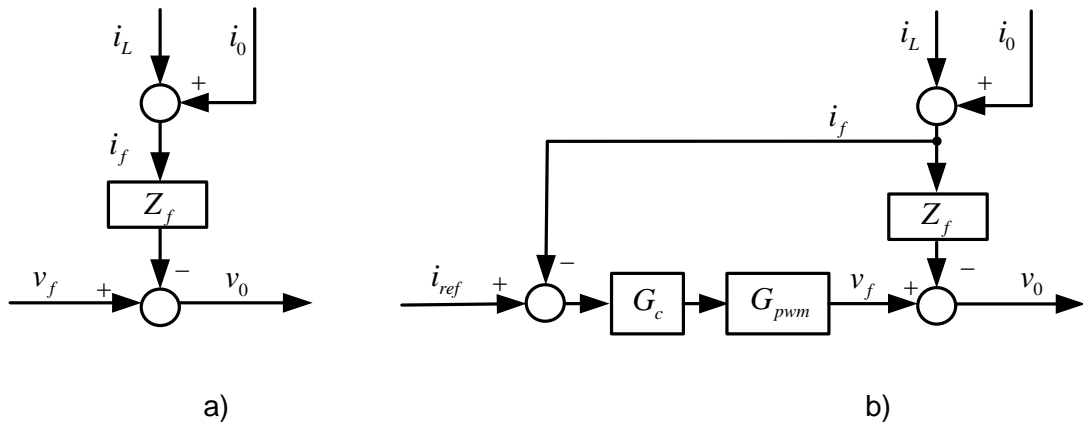


Abb. 6.4: a).Blockschaltbild des offenen Kreises b).Blockschaltbild des geschlossenen Kreises

Zur Untersuchung des APF-Systems wird zunächst das Modell des offenen Kreises des APF-Systems gemäß Abb. 6.3 erstellt. Ausgehend von der Darstellung in dieser Abbildung kann das Verhalten des offenen Kreises des APF-Systems wie folgt beschrieben werden.

$$\begin{cases} v_0(s) = v_f(s) - Z_f(s) \cdot i_f(s) \\ i_f(s) = i_0(s) + i_L(s) \end{cases} \quad (6.2)$$

Dabei ist i_0 der Ausgangstrom des APF-Systems, v_0 die Ausgangsspannung des APF-Systems, v_f die Ausgangsspannung des Wechselrichters, Z_f die Filterimpedanz und i_L ist der Laststrom.

Gemäß Gl. (6.2) erhält man das Blockschaltbild des offenen Kreises des APF-Systems, siehe Abb. 6.4 a). Damit ergibt sich das Blockschaltbild des geschlossenen Kreises in Abb. 6.4 b).

i_{ref} wird als unabhängige Eingangsgröße betrachtet. Somit lässt sich die Ausgangsspannung v_0 durch die Übertragungsfunktion ausdrücken:

$$v_0(s) = G_z(s) \cdot i_{ref}(s) - z_{oi}(s) \cdot i_0(s) + G_L(s) \cdot i_L(s) \quad (6.3)$$

Nach Gl. (6.3) und Abb. 6.4 b) ergibt sich die Übertragungsfunktion des Referenzstroms zur Ausgangsspannung.

$$G_z(s) \big|_{i_0=0, i_L=0} = \frac{v_0(s)}{i_{ref}(s)} = G_c(s) \cdot G_{pwm}(s) \quad (6.4)$$

Die Übertragungsfunktion des Laststroms zur Ausgangsspannung ergibt sich zu:

$$G_L(s) \big|_{i_0=0, i_{ref}=0} = \frac{v_0(s)}{i_L(s)} = -(G_c(s) \cdot G_{pwm}(s) + Z_f(s)). \quad (6.5)$$

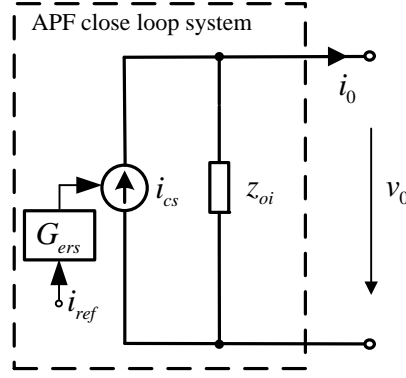


Abb. 6.5: geschlossener Regelkreis des APF-Systems

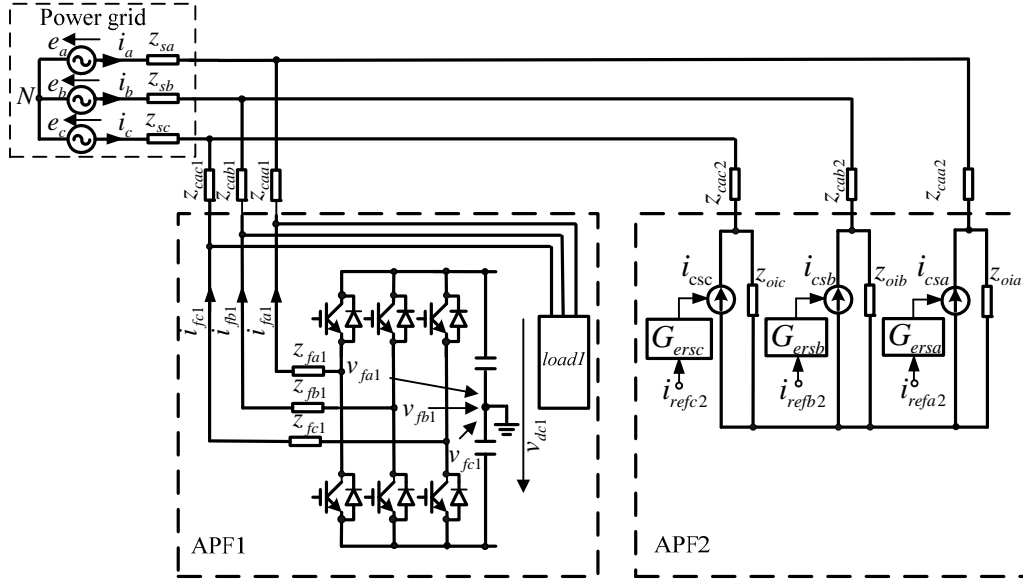


Abb. 6.6: Schaltbild eines zweifach parallelen APF-Systems mit der Ausgangsimpedanz

Die Ausgangsimpedanz $z_{oi}(s)$ wird mathematisch für $i_{ref}(s) = 0$ und $i_L(s) = 0$ dargestellt.

$$z_{oi}(s) \Big|_{i_{ref}=0, i_L=0} = -\frac{v_0(s)}{i_0(s)} \quad (6.6)$$

Gemäß Gl. (6.2) und Abb. 6.4 b), erhält man die folgende Gleichung:

$$v_0(s) = -(G_c(s) \cdot G_{pwm}(s) + Z_f(s)) \cdot i_0(s). \quad (6.7)$$

Die Ausgangsimpedanz kann man näherungsweise wie folgt ausdrücken:

$$z_{oi}(s) = G_c(s) \cdot G_{pwm}(s) + Z_f(s) = G_z(s) + Z_f(s). \quad (6.8)$$

Wenn der Einfluss von i_L des APFs vernachlässigt wird, kann der APF mit einer gesteuerten Stromquelle $i_{cs}(s)$ parallel zu einer Ausgangsimpedanz $z_{oi}(s)$ beschrieben

werden, siehe Abb. 6.5. Darin sind $i_{cs}(s) = G_{ers}(s) \cdot i_{ref}(s)$ und $G_{ers}(s) = \frac{G_z(s)}{G_z(s) + Z_f(s)}$.

Somit kann das zweifach parallele APF-System wie in Abb. 6.6 dargestellt werden.

Für APF 1 ist der Stromsollwert $i_{ref2}(s)$ des APF 2 eine Störgröße, wie im Abschnitt 6.2 analysiert wird. Deshalb wird die Charakteristik der Ausgangsimpedanz $z_{oi}(s)$ untersucht, um die Wechselwirkung zwischen APF 1 und APF 2 zu analysieren.

6.1.2 Einfluss wesentlicher Parameter auf die Ausgangsimpedanz

Nach der Gl. (6.8) ist die Ausgangsimpedanz abhängig von den Parametern des Stromreglers, der Verzögerungszeit der PWM und der Filterimpedanz des APFs. Die Ausgangsimpedanz zeigt anfangs eine kapazitive Charakteristik, dann eine Resonanz und eine induktive Charakteristik mit steigender Frequenz. Die Resonanz wird durch die Wechselwirkung zwischen der Filterimpedanz und der PWM sowie des Stromreglers verursacht. Die Parameter in den folgenden Analysen sind gleich den aufgeführten Simulationsparametern in Abschnitt 6.5.1.

6.1.2.1 Einfluss des APF-Filterparameters Z_f

Der Einfluss der Filterinduktivität L_f kann mit Hilfe eines Bodediagramm analysiert werden, siehe Abb. 6.7.

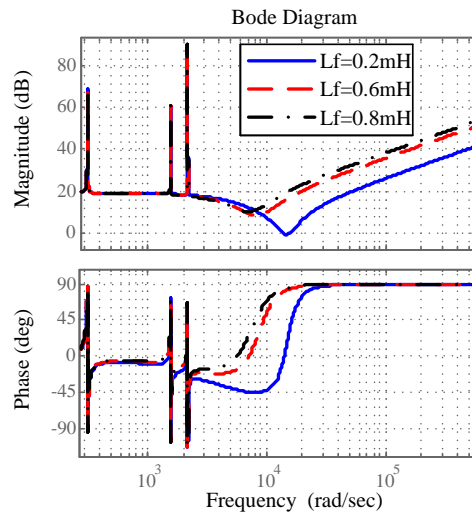


Abb. 6.7: Bodediagramm der Ausgangsimpedanz $z_{oi}(s)$ bei Variation des Parameters L_f

Aus dem Bodediagramm geht hervor, dass mit der Verringerung von L_f die Resonanzfrequenz zunimmt und sich die Amplitude der Resonanzfrequenz vergrößert. Zudem verstärkt sich die Phasenwinkeländerung der Resonanzfrequenz mit der Verringerung von L_f .

6.1.2.2 Einfluss der PWM-Verzögerungszeit T_d

Das Bodediagramm der Ausgangsimpedanz ist in Abb. 6.8 für den Fall dargestellt, wenn T_d variiert wird. Wenn die Schaltfrequenz verringert wird, d.h. T_d ansteigt, verstärkt sich die Phasenwinkeländerung. Die Resonanzfrequenz verringert sich und die Amplitude der Resonanzfrequenz vergrößert sich.

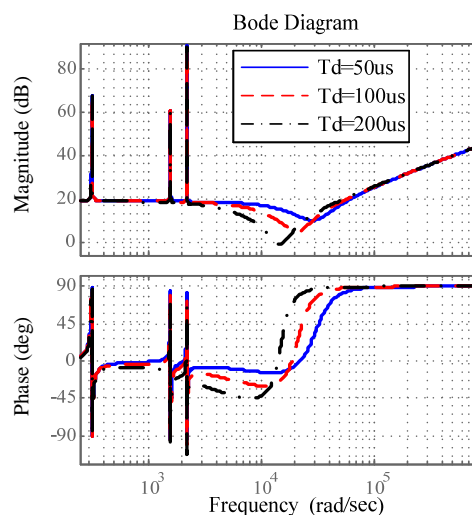


Abb. 6.8: Bodediagramm der Ausgangsimpedanz $z_{oi}(s)$ bei Variation des Parameters T_d

6.1.2.3 Einfluss der Parameter des Stromreglers

6.1.2.3.1 Einfluss der Proportionalverstärkung des Stromreglers K_p

Wenn die Proportionalverstärkung K_p variiert wird, kann ihr Einfluss auf die Ausgangsimpedanz mit dem Bodediagramm in Abb. 6.9 beurteilt werden. Mit erhöhter K_p steigt die Resonanzfrequenz an und verstärkt sich die Phasenwinkeländerung der Resonanzfrequenz, siehe Abb. 6.9.

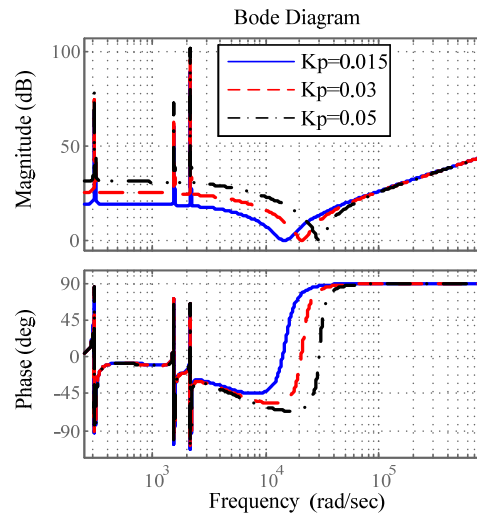


Abb. 6.9: Bodediagramm der Ausgangsimpedanz $z_{oi}(s)$ bei Variation des Parameters K_p

6.1.2.3.2 Einfluss der Nachstellzeit T_n des Stromreglers

Das Bodediagramm der Ausgangsimpedanz wird in Abb. 6.10 für den Fall gezeigt, dass T_n variiert wird. Aus Abb. 6.10 kann man erkennen, dass mit sinkenden T_n die Amplitude und der Phasenwinkel der 7. Oberschwingungsfrequenz zunehmen.

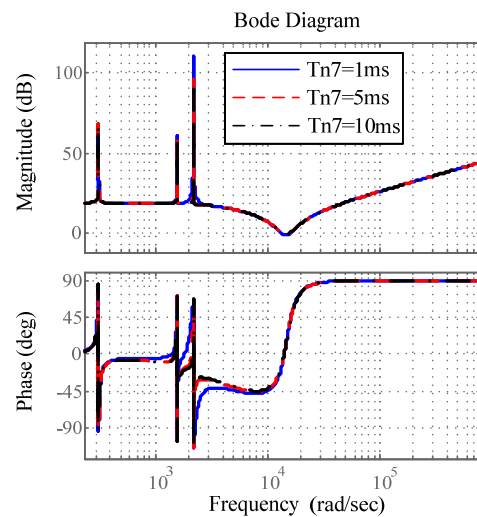


Abb. 6.10: Bodediagramm der Ausgangsimpedanz $z_{oi}(s)$ bei Variation des Parameters T_n

6.1.2.4 Zusammenfassung

- Die Ausgangsimpedanz zeigt eine kapazitive Charakteristik und weiterhin eine Resonanz zwischen der Filterimpedanz und der PWM sowie des Stromreglers im mittleren Frequenzbereich. Mit steigender Frequenz zeigt die Ausgangsimpedanz eine induktive Charakteristik.
- Die von der Filterimpedanz und der PWM sowie dem Stromregler verursachte Resonanz kann durch die Parameter einschließlich die Filterparameter des APFs, die PWM-Verzögerungszeit und die Parameter des Stromreglers beeinflusst werden.
- Die Reduktion der Filterinduktivität, die Erhöhung der PWM-Verzögerungszeit und der Anstieg der Proportionalverstärkung des Stromreglers verstärken die Resonanz der Ausgangsimpedanz.

Diese Charakteristiken beeinflussen das dynamische Verhalten des anderen APFs als einen Teil seiner Last. Die dynamische Wechselwirkung zwischen den zweifach parallelen APF-Systemen wird mit der Ausgangsimpedanz-Methode im nächsten Abschnitt untersucht.

6.2 Stabilitätsanalyse eines zweifach parallelen APF-Systems

6.2.1 Modellierung eines zweifach parallelen APF-Systems

Abb. 6.11 zeigt das Schaltbild eines zweifach parallelen APF-Systems mit ihren Stromreglern. Wenn APF 2 durch seine Ausgangsimpedanz ersetzt wird, wird das Schaltbild des zweifach parallelen des APF-Systems modifiziert, siehe Abb. 6.12.

Wenn auf das Schaltbild in Abb. 6.12 der Knotenpunktsatz (KCL) und der Maschensatz (KVL) angewendet werden, können die Schaltungsgleichungen ohne Berücksichtigung des Stromreglers des APF 1 aufgestellt werden.

$$\begin{cases} e(s) - v_1(s) = Z_s(s) \cdot i(s) \\ v_{f1}(s) - v_1(s) = Z_{f1} \cdot i_{f1}(s) + Z_{ca1} \cdot i_f(s) \\ v_1(s) = -z_{oi}(s) \cdot i_{zoi}(s) + Z_{ca2}(s) \cdot i_z(s) \\ i_{f1}(s) = i_f(s) + i_{L1}(s) \\ i_z(s) = i_f(s) + i(s) \\ i_z(s) = -i_{zoi}(s) - i_{cs}(s) \end{cases} \quad (6.9)$$

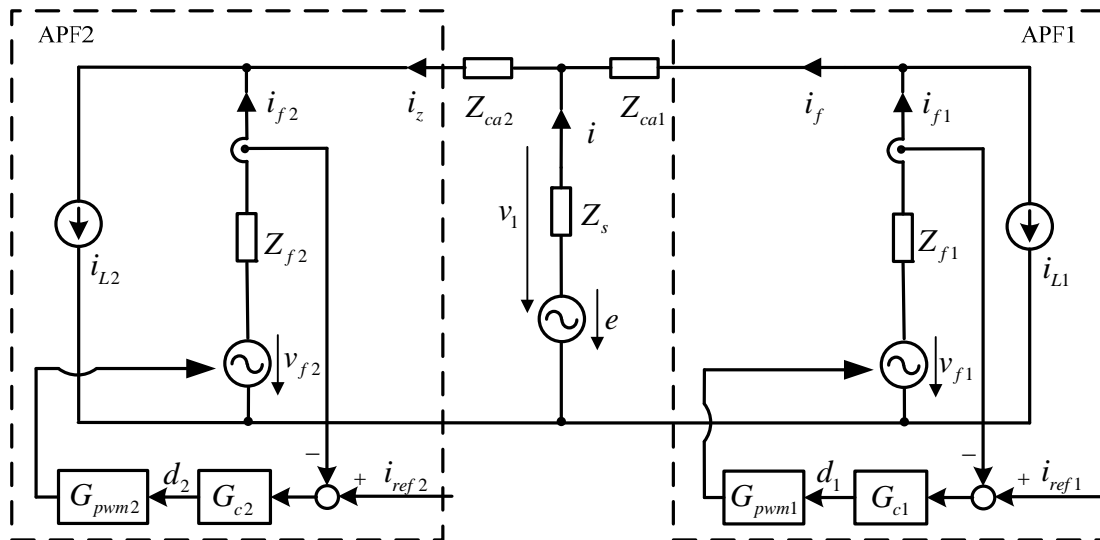


Abb. 6.11: Schaltbild des zweifach parallelen APF-Systems

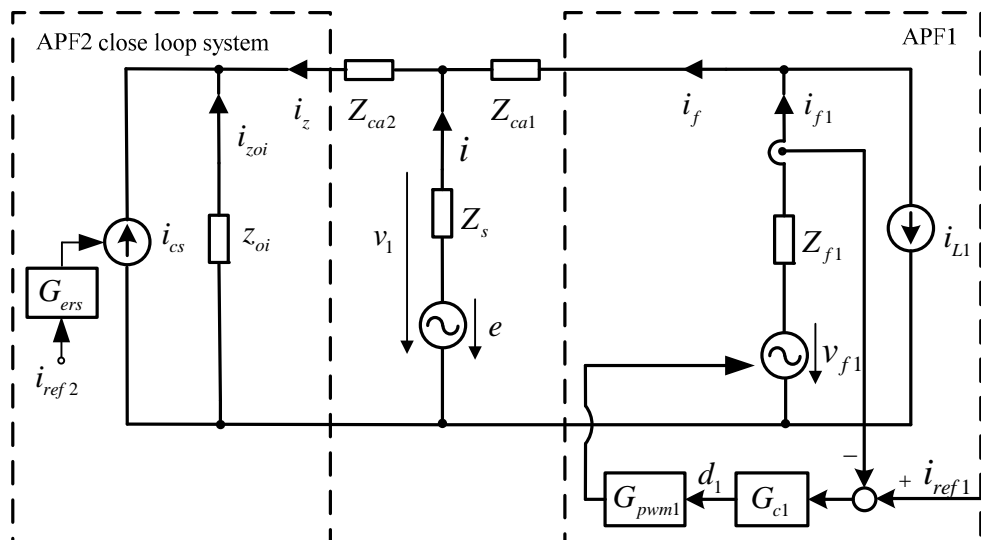


Abb. 6.12: Schaltbild des zweifach parallelen APF-Systems, wenn APF 2 durch die Ausgangsimpedanz ersetzt wird

Dabei ist e die Netzspannung, i der Netzstrom, Z_s die Netzimpedanz und i_{L1} der Laststrom des APF 1. Z_{ca1} und Z_{ca2} sind jeweils die Kabelimpedanzen des APF 1 und des APF 2. z_{oi} ist die Ausgangsimpedanz des APF 2. Z_{f1} ist die Filterimpedanz des APF 1. v_{f1} ist die Ausgangsspannung des Wechselrichters 1. $i_{cs}(s)$ ist die gesteuerte Stromquelle des APF 2.

Nutzt man Gl. (6.9) und rechnet den Filterstrom des APF 1 aus, so ergibt sich die Gl. (6.10) zu:

$$i_{f1}(s) = G_{id}(s) \cdot v_{f1}(s) + G_{ii}(s) \cdot i_{L1}(s) - G_{iu}(s) \cdot e(s) - G_{ii2}(s) \cdot i_{ref2}(s). \quad (6.10)$$

Darin ist

$$G_{id}(s) = \frac{1}{\frac{Z_s(z_{oi}(s) + Z_{ca2}(s))}{(Z_s(s) + z_{oi}(s) + Z_{ca2}(s))} + (Z_{f1}(s) + Z_{ca1}(s))}$$

$$G_{ii}(s) = \frac{\frac{Z_s(s) \cdot (z_{oi}(s) + Z_{ca2}(s))}{(Z_s(s) + z_{oi}(s) + Z_{ca2}(s))} + Z_{ca1}(s)}{\frac{Z_s(s) \cdot (z_{oi}(s) + Z_{ca2}(s))}{(Z_s(s) + z_{oi}(s) + Z_{ca2}(s))} + Z_{ca1}(s) + Z_{f1}(s)}$$

$$G_{iu}(s) = \frac{1}{Z_s(s) + \frac{(Z_{f1}(s) + Z_{ca1}(s))(z_{oi}(s) + Z_{ca2}(s))}{(Z_{f1}(s) + Z_{ca1}(s) + z_{oi}(s) + Z_{ca2}(s))}} \cdot \frac{z_{oi}(s) + Z_{ca2}(s)}{(z_{oi}(s) + Z_{ca2}(s)) + (Z_{f1}(s) + Z_{ca1}(s))}$$

$$G_{ii2}(s) = \frac{(Z_{f1}(s) + Z_{ca1}(s)) \cdot z_{oi}(s)}{(Z_s(s) + Z_{f1}(s) + Z_{ca1}(s)) \cdot (z_{oi}(s) + Z_{ca2}(s)) + Z_s(s) \cdot (Z_{f1}(s) + Z_{ca1}(s))}$$

Unter Nutzung der Gln. (6.10) wird das Blockschaltbild des offenen Kreises des zweifach parallelen APF-Systems ohne Stromregler in Abb. 6.13 angegeben.

Wenn der Stromregler des APF 1 berücksichtigt wird, erhält man das Blockschaltbild des geschlossenen Kreises des zweifach parallelen APF, siehe Abb. 6.14.

Aus Abb. 6.14 geht hervor, dass e , i_{L1} und i_{ref2} die Störgrößen für den geschlossenen Regelkreis des APF 1 sind. Deshalb haben sie keinen Einfluss auf die Stabilität der Regelung des APF 1. In den folgenden Analysen werden sie nicht berücksichtigt.

Aus Gl. (6.10) und Abb. 6.14 lässt sich die Übertragungsfunktion des offenen Kreises des zweifach parallelen APF-Systems mit Stromregler $G_{on}(s)$ herleiten.

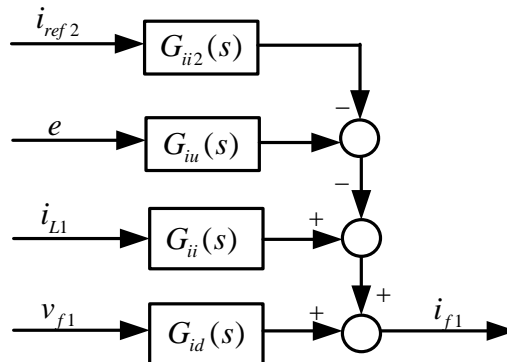


Abb. 6.13: Blockschaltbild des offenen Kreises des zweifach parallelen APF-Systems ohne Stromregler

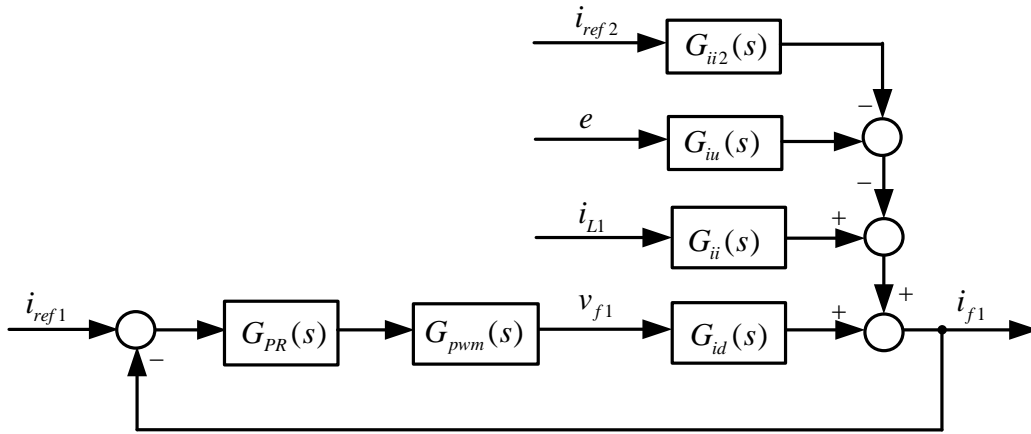


Abb. 6.14: Blockschaltbild des geschlossenen Kreises des zweifach parallelen APF Systems ohne Stromregler

$$G_{on}(s) = G_{id}(s) \cdot G_{pwm}(s) \cdot G_{PR}(s) \quad (6.11)$$

Hierin ist $G_{pwm}(s)$ die Übertragungsfunktion der PWM des APF 1 und wird in Gl. (5.10) angegeben. $G_{PR}(s)$ ist die Übertragungsfunktion des PR-Stromreglers des APF 1 und wird in Gl. (5.9) als Formel ausgedrückt.

Mit diesem mathematischen Modell kann der Einfluss eines APFs auf die Stabilität des anderen APFs, das mit demselben Netz verbunden ist, analysiert werden. Um die Analyse zu vereinfachen, werden nur der 5. und der 7. Oberschwingungsregler betrachtet.

6.2.2 Einfluss des einen APF auf die Stabilität des anderen APF

Gemäß dem Modell eines zweifach parallelen APF-Systems ist die Stabilität des APF 1 abhängig sowohl von der Ausgangsimpedanz des APF 2 z_{oi} als auch von den Parametern des APF 1 einschließlich der Parameter des Stromreglers, der Verzögerungszeit der PWM und der Filterimpedanz.

Nach Gl. (6.10) hat die Ausgangsimpedanz z_{oi} des APF 2 Einfluss auf G_{id} und beeinflusst dadurch die Stabilität des APF 1. Die Ausgangsimpedanz z_{oi} zeigt eine kapazitive Charakteristik, eine Resonanz und dann eine mit steigender Frequenz induktive Charakteristik.

Die Resonanz führt zu einer Phasenänderung und verändert die Bandbreite des APF 1. Dadurch wird die Stabilität des APF 1 beeinflusst. Es kann zur Instabilität des APF 1 kommen.

Nach der Analyse der Ausgangsimpedanz im vorherigen Abschnitt verändern die Parameter des APF 2, inklusive L_{f2} , K_{p2} , T_{d2} , die Ausgangsimpedanz des APF 2 und somit beeinflussen sie die Stabilität des APF 1.

Die Analyse des Einflusses der Parameter des APF 2 auf die Stabilität des APF 1 wird nachfolgend durchgeführt.

Weiterhin wird der Einfluss des schwachen Netzes auf die Stabilität des zweifach parallelen APF-Systems untersucht und mit dem Einfluss des starken Netzes verglichen. Gemäß Abschnitt 5.2.1 wird die Netzinduktivität $L_s = 60\mu H$ für das starke Netz und $L_s = 0.6mH$ für das schwache Netz gewählt. In den folgenden Analysen werden die Bodediagramme des zweifach parallelen APF-Systems bei nicht nur $L_s = 60\mu H$ (starkes Netz) sondern auch $L_s = 0.6mH$ (schwaches Netz) analysiert. Die anderen Parameter des zweifach parallelen APF-Systems sind die gleichen wie die in Abschnitt 6.5.1 aufgeführten Parameter.

Mit dem mathematischen Modell des zweifach parallelen APF-Systems G_{on} kann man das Bodediagramm des offenen Kreises des APF 1 erhalten, wenn man die Parameter, einschließlich L_{f2} , K_{p2} und T_{d2} , variiert.

6.2.2.1 Einfluss des Filterparameters L_{f2}

Die Bodediagramme des APF 1 ohne APF 2 und mit einem parallelen APF 2 bei $L_s = 60\mu H$ werden in Abb. 6.15 (links) verglichen, wenn L_{f2} variiert wird. Hierin ist G_{oo} die Übertragungsfunktion des offenen Kreises des APF 1 ohne APF 2 (siehe Gl. (5.8)), G_{on} ist die Übertragungsfunktion des offenen Kreises des APF 1 mit einem parallelen APF 2 (siehe Gl. (6.11)). Der Teil bei der Durchtrittsfrequenz des linken Diagramms ist in Abb. 6.15 (rechts) vergrößert gezeigt.

Für den APF 1 ohne APF 2 ist der Phasenrand 13° bei $L_s = 60\mu H$. Für den APF 1 mit einem parallelen APF 2 ist der Phasenrand für $L_{f2} = 0.6mH$ und $L_{f2} = 0.2mH$ bei $L_s = 60\mu H$ jeweils 11.7° und 10.3° .

Um den Einfluss des APF 2 auf den APF 1 beim schwachen Netz zu beobachten, wird die Netzinduktivität von $L_s = 60\mu H$ auf $L_s = 0.6mH$ erhöht. Bei $L_s = 0.6mH$

werden die Bodediagramme des APF 1 ohne APF 2 und mit einem parallelen APF 2 in Abhängigkeit von L_{f2} in Abb. 6.16 gezeigt.

Für den APF 1 ohne APF 2 ist der Phasenrand 36° bei $L_s = 0.6mH$, mit einem parallelen APF 2 ist dessen Phasenrand für $L_{f2} = 0.6mH$ und $L_{f2} = 0.2mH$ bei $L_s = 0.6mH$ jeweils 26° und 19° .

Wie aus Abb. 6.15 ersichtlich ist, reduziert sich der Phasenrand des APF 1 mit einem parallelen APF 2 für $L_{f2} = 0.2mH$ bei $L_s = 60\mu H$ um 3° im Vergleich zum Phasenrand des APF 1 ohne APF 2. Wie in Abb. 6.16 zu sehen ist, reduziert sich der Phasenrand des APF 1 mit einem parallelen APF 2 für $L_{f2} = 0.2mH$ bei $L_s = 0.6mH$ um 17° im Vergleich zum Phasenrand des APF 1 ohne APF 2. Somit verstärkt sich der Einfluss des APF 2 auf den APF 1 im schwachen Netz in Vergleich mit dem im starken Netz.

Weiterhin kann man aus Abb. 6.15 (rechts) und Abb. 6.16 (rechts) sehen, dass im Vergleich zu einem einzelnen APF 1 ohne APF 2 die Bandbreite des APF 1 mit einem parallelen APF 2 erhöht und der Phasenrand sich verringert. Der Grund dafür ist der Einfluss der Ausgangsimpedanz des APF 2. Wenn noch andere Totzeiten im System berücksichtigt werden, kann APF 1 Instabil werden. Außerdem verschlechtert sich die Stabilität des APF 1 bei verringerter L_{f2} , siehe Abb. 6.15 (rechts) und Abb. 6.16 (rechts).

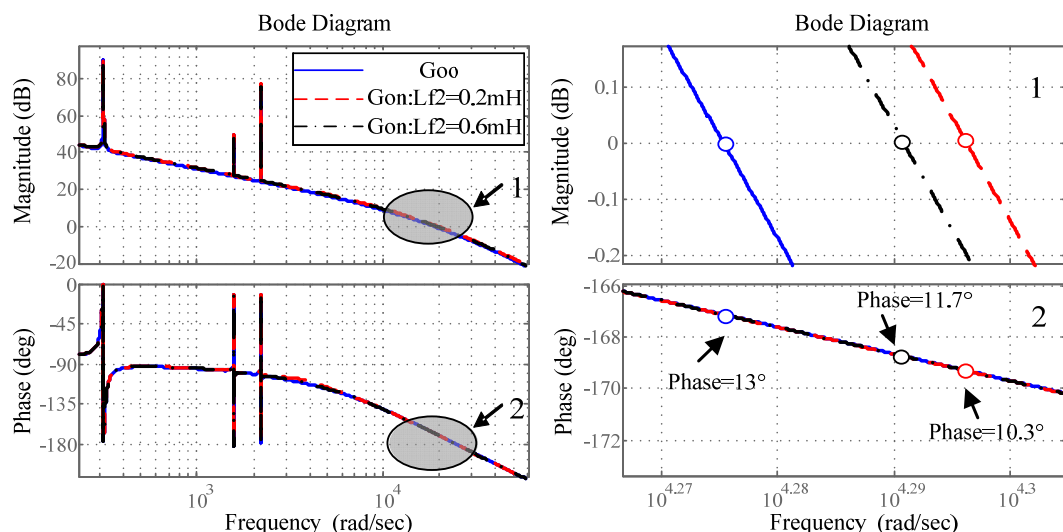


Abb. 6.15: links: Bodediagramm des APF 1 ohne APF 2 (G_{oo}) und mit einem parallelen APF 2 (G_{on}) in Abhängigkeit von L_{f2} bei $L_s = 60\mu H$, rechts: Vergrößerung des Teils bei der Durchtrittsfrequenz des linken Diagramms

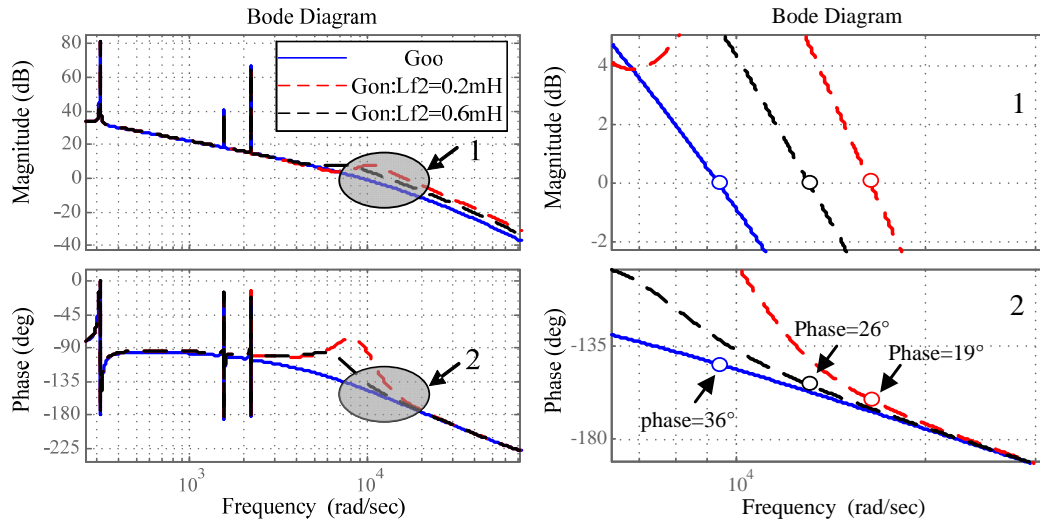


Abb. 6.16: links: Bodediagramm des APF 1 ohne APF 2 (G_{oo}) und mit einem parallelen APF 2 (G_{on}) in Abhängigkeit von L_{f2} bei $L_s = 0.6mH$, rechts: Vergrößerung des Teils bei der Durchtrittsfrequenz des linken Diagramms

6.2.2.2 Einfluss der Proportionalverstärkung des Stromreglers K_{p2}

Abb. 6.17 (links) verdeutlicht das Bodediagramm des APF 1 ohne APF 2 im Vergleich zum Bodediagramm des APF 1 mit einem parallelen APF 2 bei $L_s = 60\mu H$, wenn K_{p2} variiert wird. Hierin ist G_{oo} die Übertragungsfunktion des offenen Kreises des APF 1 ohne APF 2, G_{on} ist die Übertragungsfunktion des offenen Kreises des APF 1 mit einem parallelen APF 2. Der Teil bei der Durchtrittsfrequenz des linken Diagramms ist in Abb. 6.17 (rechts) vergrößert gezeigt.

Für den APF 1 ohne APF 2 ist der Phasenrand 13° bei $L_s = 60\mu H$. Für den APF 1 mit einem parallelen APF 2 ist der Phasenrand für $K_{p2} = 0.015$ und $K_{p2} = 0.008$ bei $L_s = 60\mu H$ jeweils 10.7° und 10.5° .

Um den Einfluss des APF 2 auf den APF 1 beim schwachen Netz zu beurteilen, wird die Netzinduktivität von $L_s = 60\mu H$ auf $L_s = 0.6mH$ erhöht. Bei $L_s = 0.6mH$ werden die Bodediagramme des APF 1 ohne APF 2 und mit einem parallelen APF 2 in Abhängigkeit von K_{p2} in Abb. 6.18 gezeigt.

Für den APF 1 ohne APF 2 ist der Phasenrand 36° bei $L_s = 0.6mH$. Wird ein paralleler APF 1 eingesetzt, ist dessen Phasenrand für $K_{p2} = 0.008$ und $K_{p2} = 0.015$ bei $L_s = 0.6mH$ jeweils 19° und 21° .

Wie Abb. 6.17 ersichtlich reduziert sich der Phasenrand des APF 1 mit einem parallelen APF 2 für $K_{p2} = 0.008$ bei $L_s = 60\mu H$ um 2° im Vergleich zum Phasenrand des APF 1 ohne APF 2. Aus Abb. 6.18 folgt, dass sich der Phasenrand des APF 1 mit einem parallelen APF 2 für $K_{p2} = 0.008$ bei $L_s = 0.6mH$ um 17° im Vergleich zum Phasenrand des APF 1 ohne APF 2 reduziert. Deshalb verstärkt sich der Einfluss des APF 2 auf den APF 1 im schwachen Netz in Vergleich zum starken Netz.

Außerdem ist aus Abb. 6.17 (rechts) und Abb. 6.18 (rechts) ersichtlich, dass sich im Vergleich zu einem einzelnen APF 1 ohne APF 2 die Bandbreite des APF 1 mit einem parallelen APF 2 erhöht und sich der Phasenrand verringert. Wenn andere Totzeiten im System berücksichtigt werden, kann der APF 1 Instabil werden. Der Grund dafür ist der Einfluss der Ausgangsimpedanz des APF 2.

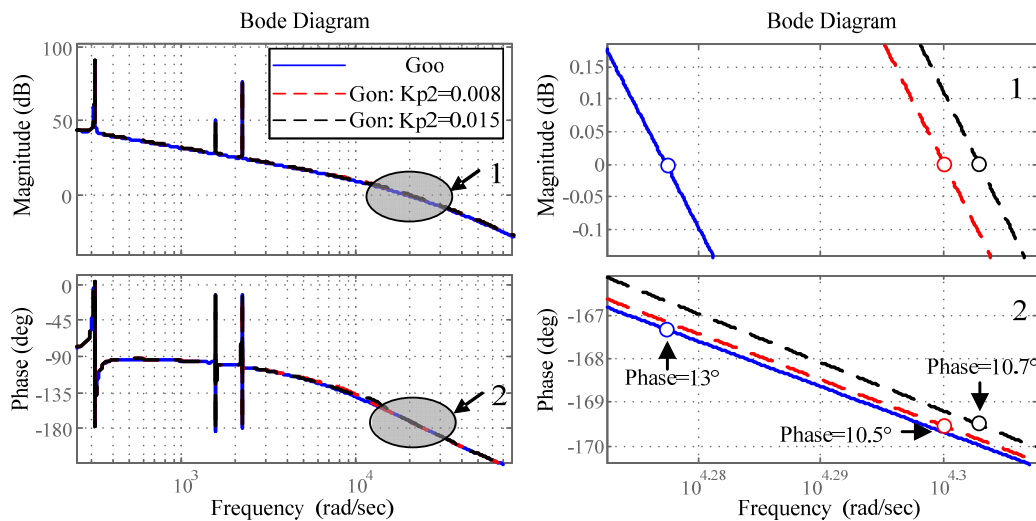


Abb. 6.17: links: Bodediagramm des APF 1 ohne APF 2 (G_{oo}) und mit einem parallelen APF 2 (G_{on}) in Abhängigkeit von K_{p2} bei $L_s = 60\mu H$, rechts: Vergrößerung des Teils bei der Durchtrittsfrequenz des linken Diagramms

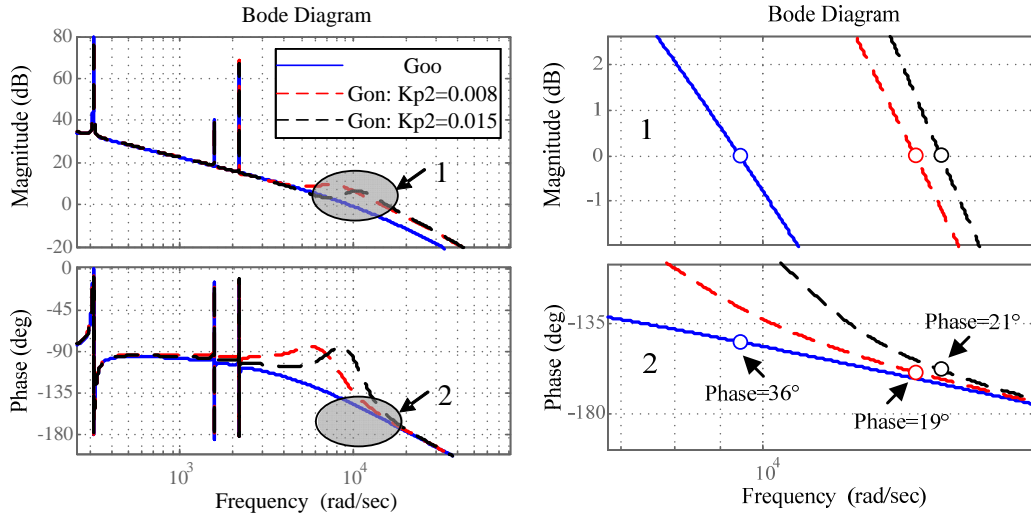


Abb. 6.18: links: Bodediagramm des APF 1 ohne APF 2 (G_{oo}) und mit einem parallelen APF 2 (G_{on}) in Abhängigkeit von K_{p2} bei $L_s = 0.6mH$, rechts: Vergrößerung des Teils bei der Durchtrittsfrequenz des linken Diagramms

6.2.2.3 Einfluss der PWM-Verzögerungszeit T_{d2}

Abb. 6.19 (links) zeigt bei $L_s = 60\mu H$ das Bodediagramm des APF 1 ohne APF 2 im Vergleich mit dessen Bodediagramm mit einem parallelen APF 2, wenn T_{d2} variiert wird. Hierin ist G_{oo} die Übertragungsfunktion des offenen Kreises des APF 1 ohne APF 2, G_{on} ist die Übertragungsfunktion des offenen Kreises des APF 1 mit einem parallelen APF 2. Der Teil bei der Durchtrittsfrequenz des linken Diagramms ist in Abb. 6.19 (rechts) vergrößert gezeigt.

Für den APF 1 ohne APF 2 beträgt der Phasenrand 13° bei $L_s = 60\mu H$. Mit einem parallelen APF 2 ist dessen Phasenrand des APF 1 für $T_{d2} = 100\mu s$ und $T_{d2} = 200\mu s$ bei $L_s = 60\mu H$ jeweils 10.9° und 10.7° .

Um den Einfluss des APF 2 auf den APF 1 beim schwachen Netz zu beurteilen, wird die Netzinduktivität von $L_s = 60\mu H$ auf $L_s = 0.6mH$ erhöht. Bei $L_s = 0.6mH$ werden die Bodediagramme des APF 1 ohne APF 2 und mit einem parallelen APF 2 in Abhängigkeit von T_{d2} in Abb. 6.20 gezeigt.

Für den APF 1 ohne APF 2 beträgt der Phasenrand 36° bei $L_s = 0.6mH$. Mit einem parallelen APF 2 ist dessen Phasenrand für $T_{d2} = 100\mu s$ und $T_{d2} = 200\mu s$ bei $L_s = 0.6mH$ jeweils 28° und 21° .

Nach Abb. 6.19 reduziert sich der Phasenrand des APF 1 mit einem parallelen APF 2 für $T_{d2} = 100\mu s$ bei $L_s = 60\mu H$ um 2° in Vergleich mit seinem Phasenrand des APF 1 ohne APF 2. Gemäß Abb. 6.20 reduziert sich der Phasenrand des APF 1 mit einem parallelen APF 2 für $T_{d2} = 100\mu s$ bei $L_s = 0.6mH$ um 8° in Vergleich zu seinem Phasenrand des APF 1 ohne APF 2. Deshalb verstärkt sich der Einfluss des APF 2 auf den APF 1 im schwachen Netz im Vergleich zum starken Netz.

Weiterhin verringert sich nach Abb. 6.19 und Abb. 6.20 der Phasenrand des APF 1 mit einem parallelen APF 2 im Vergleich mit dem Phasenrand des einzelnen APF 1, d.h. die Stabilität des APF 1 mit einem parallelen APF 2 verschlechtert sich. Das wird vom Einfluss der Ausgangsimpedanz des APF 2 verursacht. Demzufolge kann der APF 1 mit einem parallelen APF 2 instabil sein, wenn die gesamten Totzeiten im System berücksichtigt werden. Abb. 6.19 und Abb. 6.20 zeigen noch zusätzlich, dass die Vergrößerung von T_{d2} die Stabilität des APF 1 beeinträchtigt.

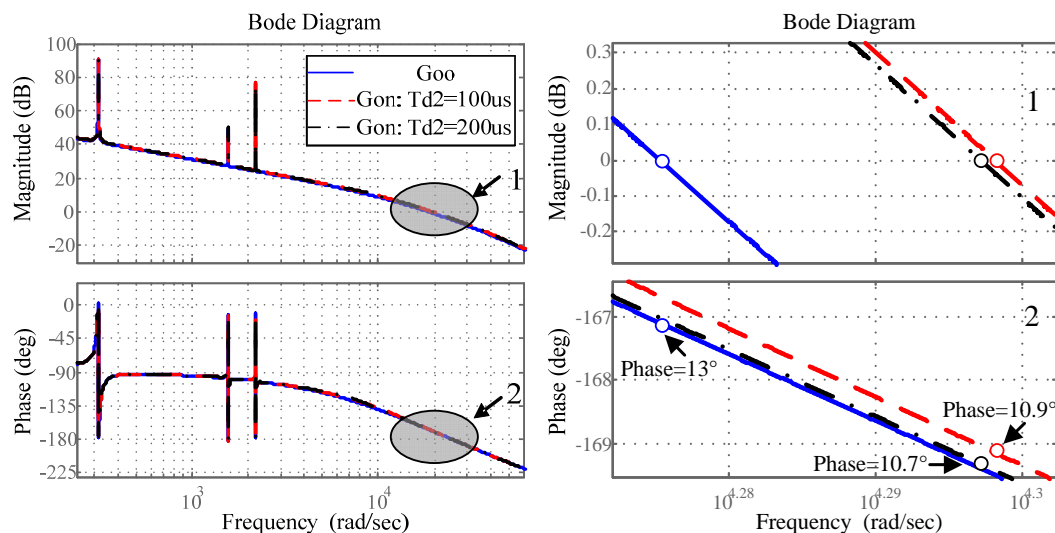


Abb. 6.19: links: Bodediagramm des APF 1 ohne APF 2 (G_{oo}) und mit einem parallelen APF 2 (G_{on}) in Abhängigkeit von T_{d2} bei $L_s = 60\mu H$, rechts: Vergrößerung des Teils bei der Durchtrittsfrequenz des linken Diagramms

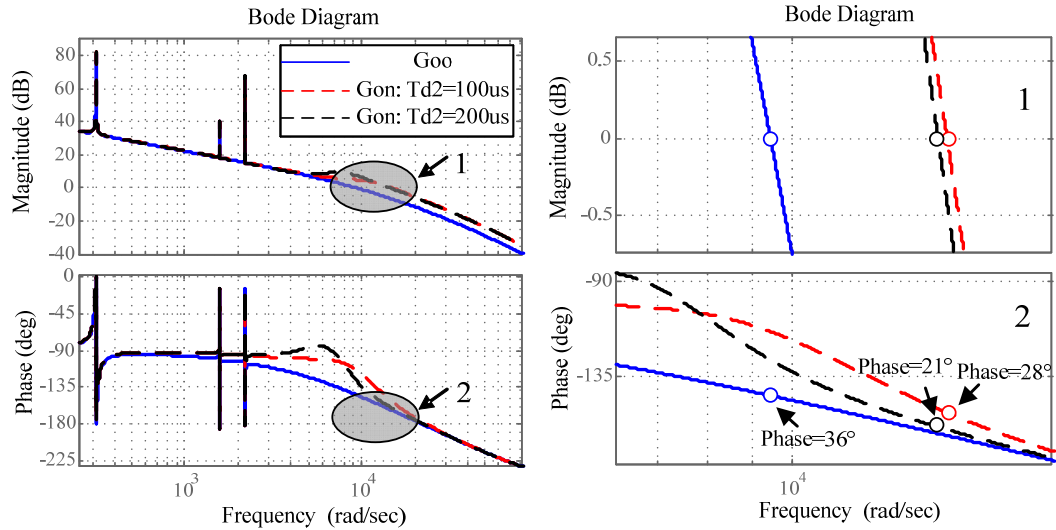


Abb. 6.20: links: Bodediagramm des APF 1 ohne APF 2 (G_{oo}) und mit einem parallelen APF 2 (G_{on} in Abhängigkeit von T_{d2}) bei $L_s = 0.6mH$, rechts: Vergrößerung des Teils bei der Durchtrittsfrequenz des linken Diagramms

Aus den obigen Analysen ist ersichtlich, dass das dynamische Verhalten eines APFs vom anderen APF parallel zum Netz besonders beim schwachen Netz beeinflusst wird. Der Phasenrand des APF 1 wird kleiner, wenn das andere APF an das Netz angeschlossen ist. Das kann zur Instabilität eines APFs führen.

6.3 Verbesserung dynamischer Robustheit eines APFs

Im vorhergehenden Abschnitt ist der Einfluss eines APFs auf die Stabilität des anderen APF in einem zweifach parallelen APF-System analysiert worden. Gemäß diesen Analyseergebnissen ist gut zu erkennen, dass man die folgenden Parameter des APF 1 ändern kann, um den Einfluss des APF 2 auf die Stabilität des APF 1 zu mildern. Die folgenden Analysen werden bei $L_s = 60\mu H$ durchgeführt. Die Analyseergebnissen bei $L_s = 0.6mH$ entsprechen den Analyseergebnissen bei $L_s = 60\mu H$.

6.3.1 Einfluss der Filterinduktivität des APF 1 L_{f1}

Das Bodediagramm des APF 1 mit einem parallelen APF 2 ist in Abb. 6.21 für den Fall dargestellt, dass L_{f1} variiert wird. Hierin ist G_{on} die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des APF 1 mit einem parallelen APF 2. Der Teil bei der Durchtrittsfrequenz in Abb. 6.21 ist in Abb. 6.22 vergrößert dargestellt.

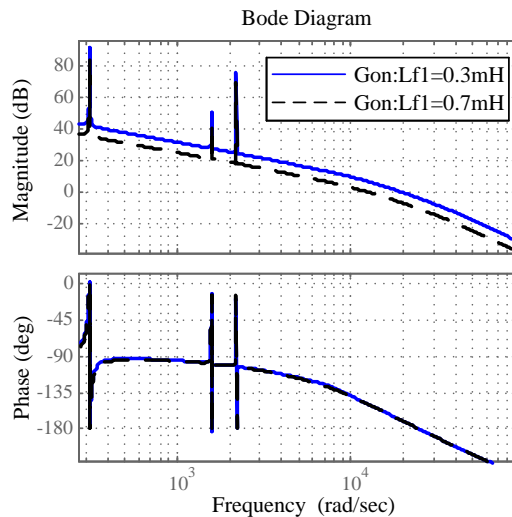


Abb. 6.21: Bodediagramm des APF 1 mit einem parallelen APF 2 (G_{on}) in Abhängigkeit von L_{f1}

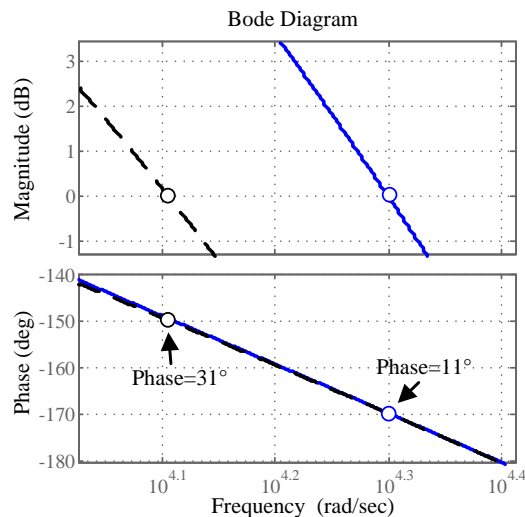


Abb. 6.22: Vergrößerung des Teils bei der Durchtrittsfrequenz des obigen Diagramms

Aus Abb. 6.22 kann man deutlich erkennen, dass der Phasenrand 11° bei $L_{f1} = 0.3mH$ und 31° bei $L_{f1} = 0.7mH$ ist, d.h. mit steigender Filterinduktivität des APF 1 wird der Einfluss des APF 2 auf die Stabilität des APF 1 reduziert.

Normalerweise darf die Filterinduktivität des APF 1 nicht geändert werden. Deshalb kann man in der Praxis die Kabelinduktivität zwischen dem Wechselrichter 1 und dem Versorgungsnetz erhöhen, wodurch der Einfluss des APF 2 auf die Stabilität des APF 1 reduziert wird.

6.3.2 Einfluss der Proportionalverstärkung des Stromreglers K_{p1} des APF 1

Das Bodediagramm des APF 1 mit einem parallelen APF 2 wird für den Fall dargestellt, dass K_{p1} variiert wird, siehe Abb. 6.23. Hierin bedeutet G_{on} die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des APF 1 mit einem parallelen APF 2. Abb. 6.24 verdeutlicht die Vergrößerung des Teils bei der Durchtrittsfrequenz in Abb. 6.23.

Aus Abb. 6.24 ist gut zu erkennen, dass der Phasenrand jeweils 40° und 11° bei $K_{p1} = 0.008$ und $K_{p1} = 0.023$ ist, d.h. mit verringerter Stromreglerproportionalverstärkung des APF 1 wird den Einfluss des APF 2 auf die Stabilität des APF 1 verringert.

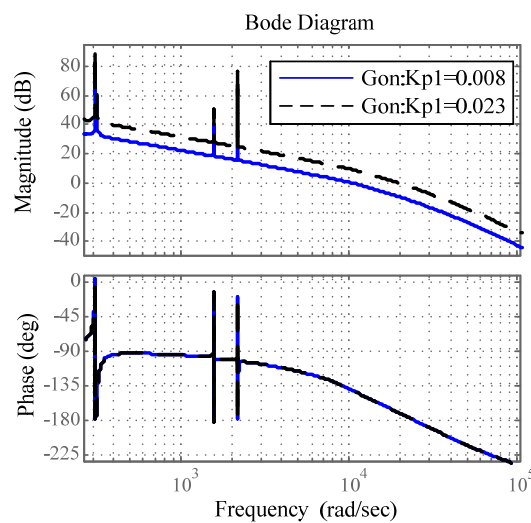


Abb. 6.23: Bodediagramm des APF 1 mit einem parallelen APF 2 (G_{on}) in Abhängigkeit von K_{p1}

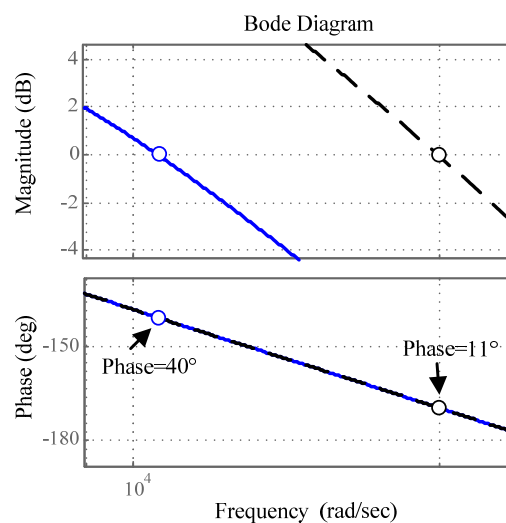


Abb. 6.24: Vergrößerung des Teils bei der Durchtrittsfrequenz des oberen Diagramms

6.3.3 Einfluss der PWM-Verzögerungszeit des APF 1 T_{d1}

Abb. 6.25 zeigt das Bodediagramm des APF 1 mit einem parallelen APF 2 für den Fall, dass T_{d1} variiert wird. Hierin ist G_{on} die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des APF 1 mit einem parallelen APF 2. Die Vergrößerung des Teils bei der Durchtrittsfrequenz ist in Abb. 6.26 verdeutlicht.

In Abb. 6.26 kann man deutlich sehen, dass sich der Phasenrand von 5° auf 11° erhöht, wenn T_{d1} von $200\mu s$ auf $100\mu s$ reduziert wird, d.h. durch Verkleinerung der PWM-Verzögerungszeit des APF 1 wird der Einfluss des APF 2 auf die Stabilität des APF 1 verringert.

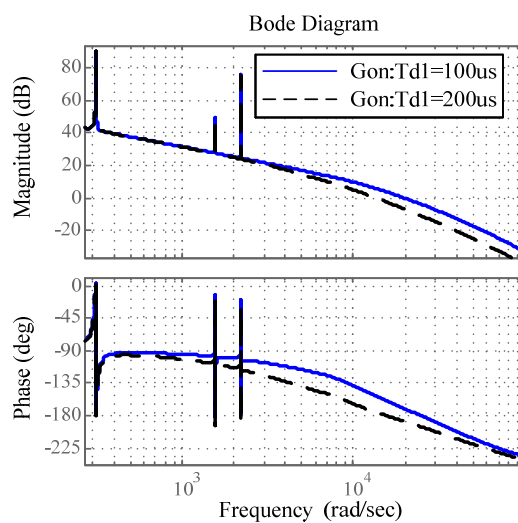


Abb. 6.25: Bodediagramm des APF 1 mit einem parallelen APF 2 (G_{on}) in Abhängigkeit von T_{d1}

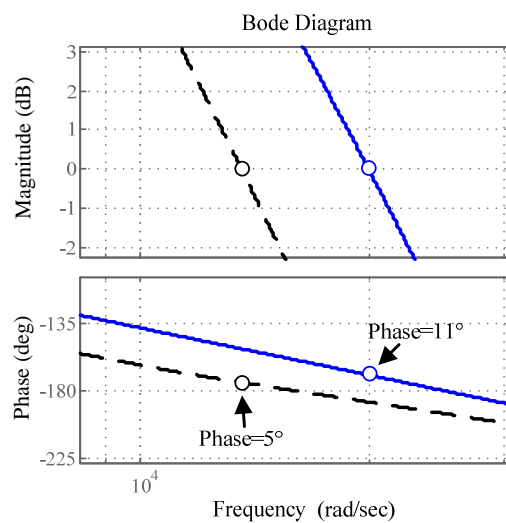


Abb. 6.26: Vergrößerung des Teils bei der Durchtrittsfrequenz des oberen Diagramms

In der Praxis darf die Schaltfrequenz der PWM nicht verändert werden. Deshalb kann man die Zeitkonstante des anderen PT1-Glieds im System reduzieren.

6.4 Zusammenfassung

Die Ausgangsimpedanz des APFs hängt hauptsächlich von den Parametern wie dem Filterparameter des APFs, der PWM-Verzögerungszeit und der Proportionalverstärkung des Stromreglers ab.

Die Ausgangsimpedanz zeigt eine kapazitive Charakteristik, dann eine Resonanz zwischen der Filterimpedanz und der PWM sowie dem Stromregler im mittleren Frequenzbereich. Mit steigender Frequenz zeigt die Ausgangsimpedanz eine induktive Eigenschaft.

Die Reduktion der APF-Filterinduktivität, die Erhöhung der PWM-Verzögerungszeit, der Anstieg der Proportionalverstärkung des Stromreglers verstärken die Resonanz der Ausgangsimpedanz.

Die Reduktion von L_{f2} und die Steigerung von T_{d2} führen zur Reduktion des Phasenrandes des APF 1 und somit wird seine Stabilität des APF 1 verschlechtern, d.h. der einzelne APF 1 ist stabil, der einzelne APF 2 ist auch stabil. Dann kann der APF 1 instabil werden, wenn APF 2 zum APF 1 parallel angeordnet wird.

Darüber hinaus verstärkt sich der Einfluss des APF 2 auf den APF 1 beim schwachen Netz im Vergleich zum starken Netz ersichtlich. Wenn der Regler nicht richtig ausgelegt wird, wird der APF 1 instabil. Der Grund dafür wird in Kapitel 7 analysiert und erklärt.

Gemäß der Analyse kann man den Einfluss des APF 2 auf die Stabilität des APF 1 verringern, indem man die Parameter des APF 1 wie folgt reguliert.

- Verkleinerung der Proportionalverstärkung K_{p1} des Stromreglers
- Erhöhung der Kabelinduktivität L_{f1} zwischen dem Netz und dem APF 1
- Verkleinerung der Verzögerungszeit T_{d1} oder der Zeitkonstante des anderen PT1-Glieds.

Hervorzuheben ist, dass die Durchtrittsfrequenz nicht kleiner als die Frequenz der kompensierten maximalen Oberschwingung (in der Arbeit 350Hz für die 7. Oberschwingung) sein soll.

6.5 Simulation des Systems im Zeitbereich

Die Simulation im Zeitbereich wird in MATLAB/Simulink durchgeführt.

6.5.1 Simulationsparameter

Die Parameter des untersuchten Systems werden nachfolgend aufgeführt.

- Netzparameter: $R_s = 3m\Omega$, $L_s = 0.6mH$
- Kabelparameter: $R_{ca} = 0.1m\Omega$, $L_{ca} = 1.856\mu H$
- Parameter des APF 1: $R_f = 0.01\Omega$, $L_f = 0.3mH$, Stromreglerparameter für die Grundschiwingung: $K_p = 0.046$, $T_i = 0.02s$, Stromreglerparameter für die 5 Oberschiwingung: $K_p = 0.046$, $T_i = 0.01s$, Stromreglerparameter für die 7 Oberschiwingung: $K_p = 0.046$, $T_i = 0.01s$
- Parameter des APF 2: $R_f = 0.01\Omega$, $L_f = 0.2mH$, Stromreglerparameter für die Grundschiwingung: $K_p = 0.015$, $T_i = 0.02s$, Stromreglerparameter für die 5 Oberschiwingung: $K_p = 0.015$, $T_i = 0.01s$, Stromreglerparameter für die 7 Oberschiwingung: $K_p = 0.015$, $T_i = 0.01s$
- Laststrom: $i_L = 28A$ (B6-Puls-Thyristor-Brücke)
- Schaltfrequenz: $f_s = 10kHz$
- Verzögerungszeit: $20\mu s$
- Zwischenkreisspannung: $V_{dc} = 400V$

6.5.2 Simulationsergebnisse

Abb. 6.27 verdeutlicht den Zeitverlauf des Filterstroms von APF 1 ohne APF 2 und dessen Zeitverlauf des Filterstroms von APF 1 mit einem parallelen APF 2.

Für $t < 0.118s$ ist APF 1 ohne APF 2 stabil, der einzelne APF 2 ist auch stabil. Ist APF 2 parallel zu APF 1 geschaltet, wird APF 1 für $t > 0.118s$ instabil.

Um den Einfluss des APF 2 auf die Stabilität des APF 1 zu verringern, werden hier zwei Verfahren untersucht. Die erste Methode besteht darin, die Filterinduktivität L_{f1} von APF 1 zu vergrößern.

APF 1 mit einem parallelen APF 2 ist bei $L_{f1} = 0.3mH$ instabil. Abb. 6.28 zeigt das Simulationsergebnis für den Fall, dass L_{f1} von $0.3mH$ auf $0.7mH$ erhöht wird. Dann wird APF 1 stabil, wie aus Abb. 6.28 hervorgeht.

Außerdem kann die Verringerung der Proportionalverstärkung K_{p1} des APF 1-Stromreglers den vom anderen APF herrührenden Einfluss lindern (siehe Abb. 6.29).

Für $t < 0.127s$ ist APF 1 mit einem parallelen APF 2 bei $K_{p1} = 0.046$ instabil. Für $t > 0.127s$ wird K_{p1} von 0.046 auf 0.01 abgesenkt. Die Instabilität des APF 1 durch den parallelen APF 2 verschwindet, siehe Abb. 6.29.

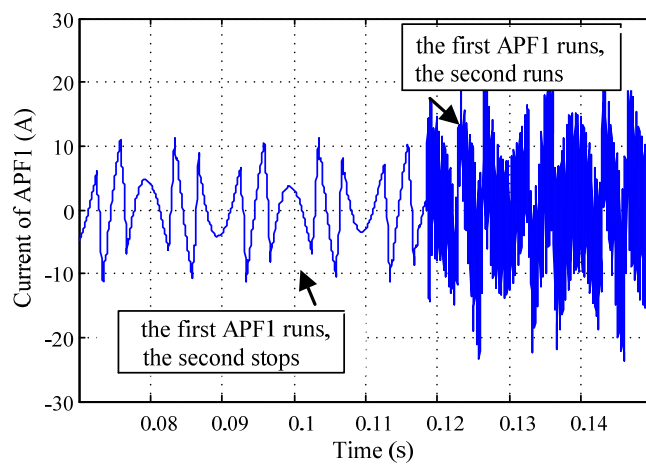


Abb. 6.27: Filterstromverlauf des APF 1 (von der Stabilität bis zur Instabilität)

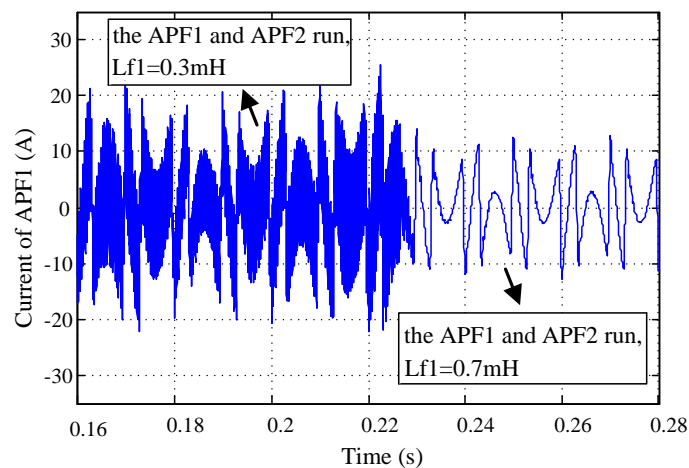


Abb. 6.28: Filterstrom des APF 1 mit einem parallelen APF 2 für den Fall, dass L_{f1} vergrößert wird

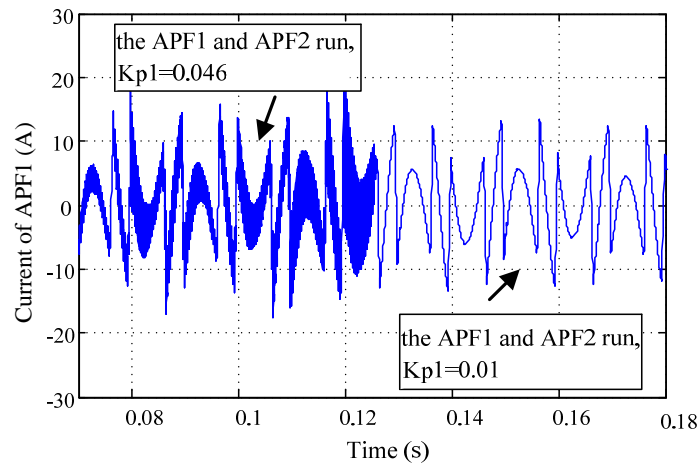


Abb. 6.29: Filterstrom des APF 1 mit einem parallelen APF 2 für den Fall, dass K_{p1} abnimmt

Die Simulationen sind bei der Netzinduktivität $L_s = 60\mu H$ mit anderen Reglerparametern auch durchgeführt und die entsprechenden Ergebnisse erhalten worden. Deswegen werden die Simulationsergebnisse nicht mehr angegeben.

6.6 Experimentelle Ergebnisse

Die experimentellen Ergebnisse beziehen sich auf zwei dreiphasige Wechselrichter mit 10 kVA, die mit einer hohen Netzimpedanz parallel geschaltet werden. Die Systemparameter werden nachfolgend angegeben.

6.6.1 Parameter der Versuchsanlage

- Netzinduktivität: $L_s = 0.6mH$
- RMS des Laststroms: $I_{L_rms} = 20A$
- Parameter des Wechselrichters 1: $L_{f1} = 0.3mH$, Proportionalverstärkung und Nachstellzeit des Stromreglers für die Grundschiwingung, die 5 Oberschwingung, die 7 Oberschwingung, die 11 Oberschwingung und die 13 Oberschwingung: $K_{p1} = 0.8$, $K_{p5,7,11,13} = 0.8$, $K_{i1} = 0.1$, $K_{i5,7,11,13} = 0.05$
- Parameter des Wechselrichters 2: $L_{f2} = 0.2mH$
- Schaltfrequenz: $f_s = 10kHz$

6.6.2 Ergebnisse des Experiments

Ohne den Wechselrichter 2 zu schalten, können die Kurvenformen des Netzstromes, des Filterstroms und des Laststroms des Wechselrichters 1 erhalten werden, siehe Abb. 6.30.

Der einzelne Wechselrichter 1 ist bei $K_{p1} = 3$ stabil und der einzelne Wechselrichter 2 ist für den Fall $K_{p2} = 6$ auch stabil. Wenn der Wechselrichter 2 parallel zum Wechselrichter 1 geschaltet ist, hat der Filterstrom des Wechselrichters 1 den in Abb. 6.31 gezeigten Verlauf. Aus Abb. 6.31 geht hervor, dass der Wechselrichter 1 von der Stabilität in die Instabilität wechselt. Dieses Ergebnis ist in Übereinstimmung mit dem theoretischen Analyseergebnis.

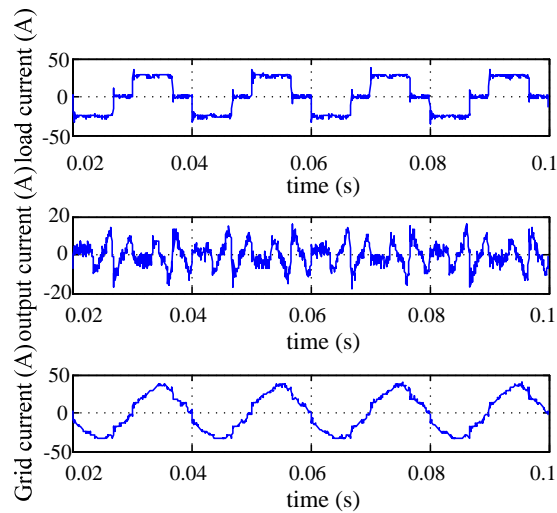


Abb. 6.30: Kurvenformen des Laststroms, Filterstroms und Netzstroms (von oben nach unten) des Wechselrichters 1

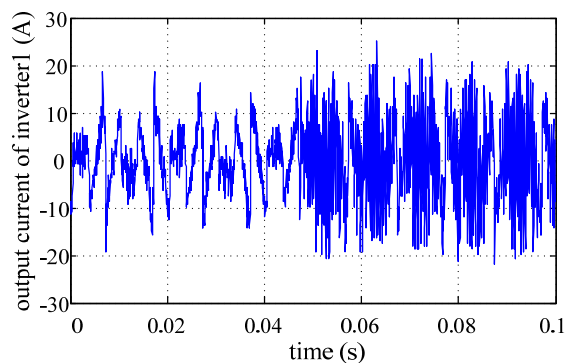


Abb. 6.31: Kurvenformen des Ausgangstroms des Wechselrichters 1 mit dem dazu parallelen Wechselrichter 2

Wenn der Wechselrichter 1 mit dem dazu parallel geschalteten Wechselrichter 2 instabil ist, entsprechend der Analyse im vorherigen Abschnitt, können die folgenden Methoden angewendet werden, um den Einfluss des anderen Wechselrichters zu lindern.

- Verkleinerung der Stromreglerproportionalverstärkung vom Wechselrichter 1 K_{p1} von 3 auf 0.5

Der Ausgangsstrom des Wechselrichters 1 wird in Abb. 6.32 gezeigt. Es ist deutlich zu sehen, dass der instabile Wechselrichter 1 stabil wird. Deshalb kann die Reduzierung der Stromreglerproportionalverstärkung des Wechselrichters 1 seine Stabilität mit dem dazu parallel geschalteten Wechselrichter 2 verbessern.

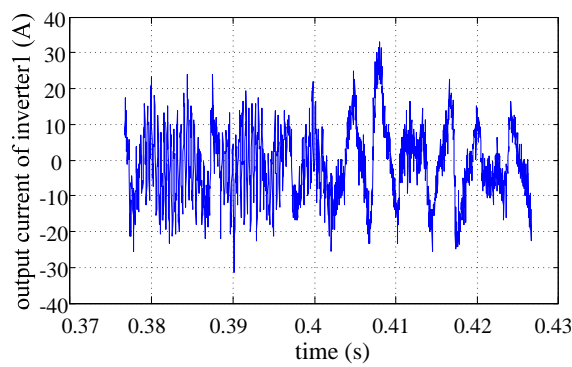


Abb. 6.32: Kurvenform des Ausgangsstroms des Wechselrichters 1 mit dem dazu parallelen Wechselrichter 2 für den Fall, dass K_{p1} reduziert wird

- Erhöhung der Induktivität zwischen dem Versorgungsnetz und dem Wechselrichter 1 L_{f1} von $0.3mH$ auf $0.7mH$

Die gemessene Kurvenform des Ausgangsstroms des Wechselrichters 1 ist in Abb. 6.33 dargestellt. Aus dieser Abbildung geht hervor, dass der instabile Wechselrichter 1 stabil geworden ist. Daher kann die Erhöhung der Induktivität zwischen dem Netz und dem Wechselrichter 1 den Einfluss des anderen dazu parallelen Wechselrichters 2 lindern.

Die Regelung wurde im Experiment mittels TI-DSP's (TMS320F28335) und einer Software in C durchgeführt. Die DSP wird in Abb. 6.34 gezeigt. Die Versuchsanlage zeigt Abb. 6.35. Die Lasten im APF in Abb. 6.36 dienen zur Erzeugung des harmonischen Stroms.

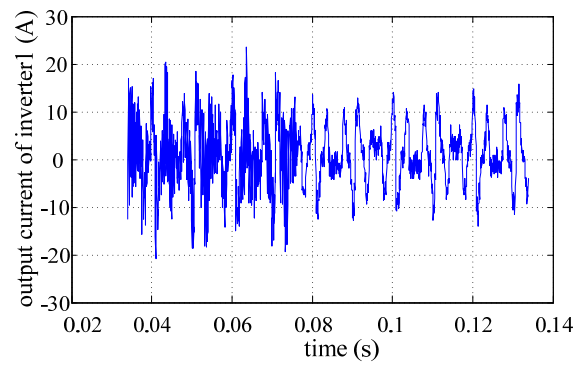


Abb. 6.33: Kurvenform des Ausgangsstroms des Wechselrichters 1 mit dem dazu parallelen Wechselrichter 2 für den Fall, dass L_{f1} erhöht wird



Abb. 6.34: DSP-Regler

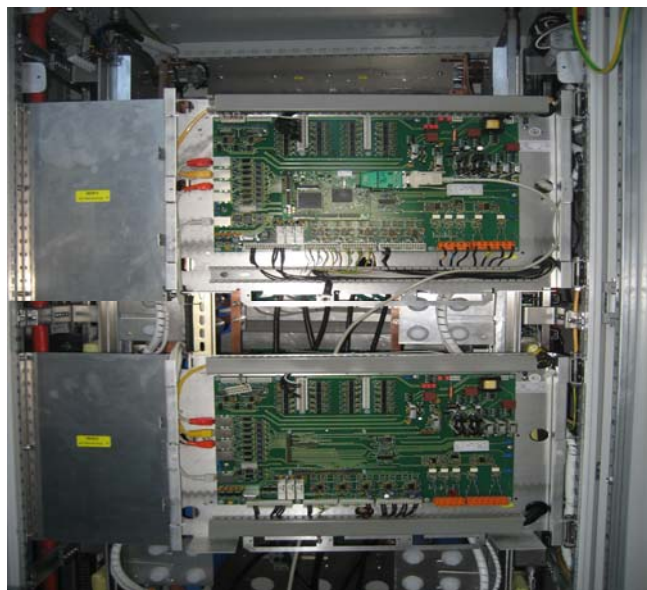


Abb. 6.35 Versuchsanlage



Abb. 6.36 Drosselspule zur Belastung des APFs

7 Einfluss des schwachen Netzes auf ein mehrfach paralleles Wechselrichtersystem

In Kapitel 6 wurde die Wechselwirkung zwischen den mehrfach parallelen Wechselrichtersystemen unter der Annahme eines schwachen Netzes analysiert. Welchen Einfluss hat das schwache Netz auf ein mehrfach paralleles Wechselrichtersystem und warum? In diesem Kapitel wird das behandelt.

Nach der Analyse in Kapitel 6 kann der geschlossene Regelkreis eines Wechselrichtersystems durch seiner Ausgangsimpedanz parallel zu einer gesteuerten Stromquelle ersetzt werden. Ein zweifach paralleles Wechselrichtersystem ist in Abb. 7.1 dargestellt. Darin ist e die Netzspannung und Z_s die Netzimpedanz, z_{oi1} und z_{oi2} sind die Ausgangsimpedanzen des Wechselrichtersystems 1 und des Wechselrichtersystems 2. i_{f1} ist der Strom des Wechselrichtersystems 1. Um die Analyse zu vereinfachen, wird hier die Kabelimpedanz vernachlässigt.

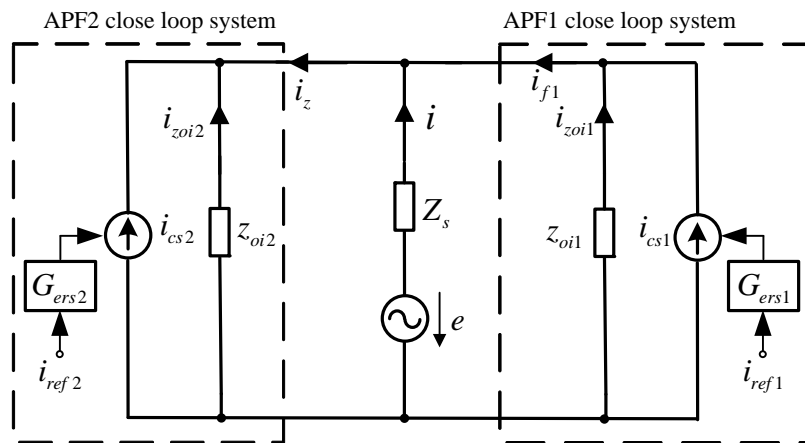


Abb. 7.1: Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines zweifach parallelen Wechselrichtersystems

Nach Abb. 7.1 sind e und i_{ref2} die Störgrößen für das Wechselrichtersystem 1 und werden bei der Analyse der Stabilität des geschlossenen Regelkreises des Wechselrichtersystems 1 nicht berücksichtigt. Deswegen kann die Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises des Wechselrichtersystems 1 $\Phi(s)$ ermittelt und wie folgt formuliert werden.

$$\Phi(s) \Big|_{e(s) \rightarrow 0, i_{ref2}(s) \rightarrow 0} = \frac{i_{f1}(s)}{i_{ref1}(s)} = \Phi_1(s) \Big|_{Z_s(s) \rightarrow 0} \cdot k(s) \quad (7.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_1(s) \Big|_{Z_s(s) \rightarrow 0} = \frac{k_1(s)}{i_{ref1}(s)} = \frac{G_{c1}(s) \cdot G_{pwm1}(s) \cdot \frac{1}{Z_{f1}(s)}}{1 + G_{c1}(s) \cdot G_{pwm1}(s) \cdot \frac{1}{Z_{f1}(s)}} \\ k(s) = \frac{i_{f1}(s)}{k_1(s)} = \frac{1}{1 + \frac{z_{os}(s)}{z_{oi1}(s)}} \\ z_{os}(s) = \frac{z_{oi2}(s) \cdot Z_s(s)}{z_{oi2}(s) + Z_s(s)} \end{array} \right. \quad (7.2)$$

Darin ist $\Phi_1(s) \Big|_{Z_s(s) \rightarrow 0}$ die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises des Wechselrichtersystems 1 bei $Z_s(s) = 0$. $z_{os}(s)$ ist die gesamte Impedanz der Netzimpedanz parallel zur Ausgangsimpedanz des Wechselrichtersystems 2. $k(s)$ beschreibt bei $Z_s(s) \neq 0$ den Einfluss des Wechselrichtersystems 2 und der Netzimpedanz auf das Wechselrichtersystem 1.

Nach Gl. (7.1) ist das Blockdiagramm des geschlossenen Kreises des Wechselrichtersystems 1 mit einem parallelen Wechselrichtersystem 2 in Abb. 7.2 dargestellt. Gemäß Abb. 7.2 ist die Stabilität des Wechselrichtersystems 1 bei $Z_s(s) = 0$ nur von $\Phi_1(s) \Big|_{Z_s(s) \rightarrow 0}$ abhängig. Bei $Z_s(s) \neq 0$ ist die Stabilität des Wechselrichtersystems 1 nicht nur von $\Phi_1(s) \Big|_{Z_s(s) \rightarrow 0}$ sondern auch $k(s)$ abhängig.

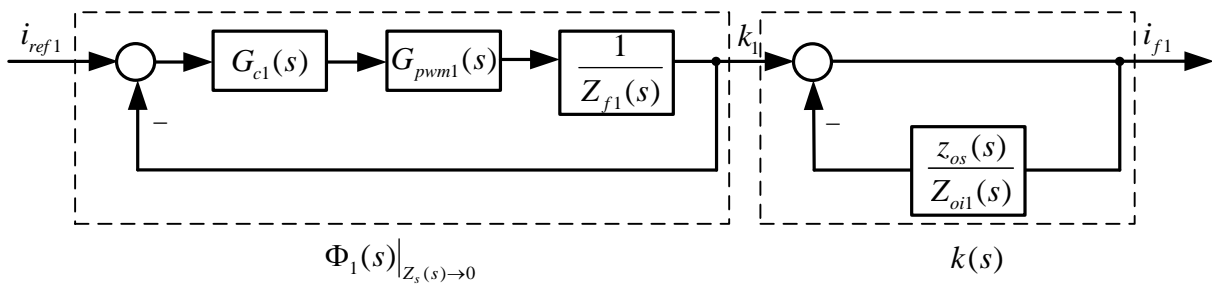


Abb. 7.2: Blockdiagramm des geschlossenen Kreises des Wechselrichtersystems 1 mit einem parallelen Wechselrichtersystem 2

Gemäß Gl. (7.2) wird bei $Z_s(s) \neq 0$ die Stabilität des Wechselrichtersystems 1 vom Verhältnis der gesamten Impedanz $z_{os}(s)$ zur Ausgangsimpedanz des Wechselrichter-

systems 1 $z_{oi1}(s)$ beeinflusst, wenn die dominante Polstelle der Übertragungsfunktion $\Phi_1(s)|_{Z_s(s) \rightarrow 0}$ von der dominanten Polstelle der Übertragungsfunktion $k(s)$ nicht weit entfernt ist. Bei $Z_s(s) \ll z_{oi2}(s)$ und $Z_s(s) \ll z_{oi1}(s)$ ist $z_{os}(s) \ll z_{oi1}(s)$. Die Stabilität des Wechselrichtersystems 1 wird nicht vom Wechselrichtersystem 2 beeinflusst. Wenn $z_{os}(s)$ in einem schwachen Netz nicht viel kleiner als $z_{oi1}(s)$ ist, kann der Abstand zwischen der dominanten Polstelle von $\Phi_1(s)|_{Z_s(s) \rightarrow 0}$ und der von $k(s)$ nicht groß sein. Für diesen Fall muss der Einfluss des Wechselrichtersystems 2 auf das Wechselrichtersystem 1 berücksichtigt und wie in Kapitel 6 ausführlich untersucht werden.

Um den Einfluss des Wechselrichtersystems 2 auf das Wechselrichtersystem 1 zu verringern, erkennt man aus Abb. 7.2, dass die dominante Polstelle von $\Phi_1(s)|_{Z_s(s) \rightarrow 0}$ von der von $k(s)$ weit entfernt liegen sollen. Um das Ziel zu erreichen, gibt es zwei Methoden: entweder die Bandbreite des Wechselrichtersystems 1 wird reduziert oder die Bedingung $z_{os}(s) \ll z_{oi1}(s)$ wird erfüllt. In dieser Arbeit wird im schwachen Netz die Bedingung $z_{os}(s) \ll z_{oi1}(s)$ nicht erfüllt. Daher wird hier die Stromreglerproportionalverstärkung des Wechselrichters 1 verringert oder die Kabelinduktivität zwischen dem Wechselrichter 1 und dem Netz erhöht. Somit wird die Bandbreite des Wechselrichtersystems 1 verringert. Die ausführlichen Analysen der Stabilität des zweifach parallelen Wechselrichtersystems im schwachen Netz wurden in Kapitel 6 durchgeführt.

8 Zusammenfassung und Ausblick

8.1 Zusammenfassung

Diese vorliegende Dissertation beschäftigte sich mit ausgewählten Problemen eines dreiphasigen PWM-Stromrichters, der mit einem schwachen Netz verbunden ist.

Zunächst sind die stationären und dynamischen mathematischen Modelle eines dreiphasigen PWM-Gleichrichtersystems, das mit einem symmetrischen, unsymmetrischen und verzerrten Netz verbunden ist, berechnet worden.

Fragen zur Beeinflussung der Auslegung der Leistungshalbleitern und des Zwischenkreiskondensators in einem mit einem schwachen Netz verbundenen Gleichrichtersystem wurden diskutiert. Die Leistungshalbleiter und der Zwischenkreiskondensator werden auf der Basis der maximalen Innentemperatur ausgelegt. In Bezug auf die Leistungshalbleiter, einschließlich Diode und IGBT, ist die maximale Innentemperatur von der Verlustleistung im Worst-Case-Fall abhängig. Deshalb wurden zur Dimensionierung die Verlustleistungen der Dioden und des IGBTs abgeschätzt und simuliert. Es wurde darauf hingewiesen, dass ein schwaches Netz empfindlich für die unsymmetrische Bedingungen ist. Daher wurden die Verlustleistungen der Dioden und IGBT auch für den Fall eines unsymmetrischen Netzes abgeschätzt und analysiert.

Aus den Simulationsergebnissen ist gut zu erkennen, dass die Verlustleistungen der Dioden und IGBT bei unsymmetrischem Netz größer als die bei symmetrischem Netz sind. Die erhöhte Verlustleistung bei unsymmetrischem Netz kann eine Beschädigung der Dioden und IGBT hervorrufen. Aus diesem Grund kann man die Eingangsleistung reduzieren, um die Verlustleistung zu senken und damit die Zerstörung der Dioden und IGBT zu vermeiden.

Die maximale Innentemperatur des Zwischenkreiskondensators hängt von seiner Verlustleistung im Worst-Case-Fall ab. Die Verlustleistung bezieht sich auf den effektiven Ripplestrom im Zwischenkreis. Weiterhin kann der hohe Spannungsripple über den Kondensator die Durchbruchspannung des Kondensators und der IGBT überschreiten. Zur Dimensionierung des Zwischenkreiskondensators wurden der effektive Ripplestrom und die Rippelspannung des Zwischenkreiskondensators berechnet und simuliert. Zudem musste für ein schwaches Netz im System der Einfluss des unsymmetrischen Netzes auf den effektiven Ripplestrom und die Rippelspannung des Zwischenkreiskondensators analysiert und simuliert werden. Die aus der Simulation

resultierten Ergebnisse zeigen, dass die Rippelspannung und der effektive Rippelstrom im Zwischenkreis infolge der zweiten Harmonischen größer als die bei symmetrischem Netzbetrieb sind. Das wird vom Gegensystem der Grundschiwingung des Netzstroms hervorgerufen. Die Erhöhung des Rippelstroms im Zwischenkreis kann zum Ausfall des Kondensators führen. Zugleich kann der aus der Netzunsymmetrie resultierende hohe Spannungsrippel die Durchbruchspannung des Kondensators und der IGBT überschreiten und somit diese Bauelemente beschädigen. Deshalb muss bei einem schwachen Netz der Einfluss des unsymmetrischen Netzes auf die Auslegung des Zwischenkreiskondensators berücksichtigt werden.

Es wurde festgestellt, dass bei einem unsymmetrischen Netz eine zweite Harmonische in der Zwischenkreisspannung und eine dritte Harmonische im Netzstrom erscheinen. Um die Harmonischen auf den beiden Seiten des Systems zu eliminieren, wurde eine neue auf einem Rückkopplungsverfahren basierende Regelungsmethode vorgestellt. Im Vergleich mit dem herkömmlichen PI-Stromregler zeigen die Analyse- und die Simulationsergebnisse, dass mit dem vorgeschlagenen Regler die 2. harmonische Spannung im Zwischenkreis und der 3. harmonische Strom auf der AC-Seite fast vollständig unterdrückt werden. Darüber hinaus kann ein besseres dynamisches Verhalten aufgrund der Kaskadenstruktur erzielt werden. Daher ist das vorgestellte neue Regelungsverfahren vorteilhaft zur Eliminierung der Harmonischen und in Bezug auf das dynamische Verhalten. Weiterhin wird die Größe des Zwischenkreiskondensators aufgrund einer kleineren harmonischen Spannung reduziert. Somit werden auch die Gesamtkosten des Systems verringert.

In einem schwachen Netz ist die dynamische Wechselwirkung zwischen den mehrfach parallelen Wechselrichtersystemen viel stärker als die in einem starken Netz. Bei $Z_s(s) \neq 0$ wird das Wechselrichtersystem 1 vom Verhältnis der gesamten Impedanz zwischen der Netzimpedanz und der mit ihr parallelen Ausgangsimpedanz des Wechselrichtersystems 2 zur Ausgangsimpedanz des Wechselrichtersystems 1 beeinflusst. Bei $Z_s(s) \ll z_{oi2}(s)$ und $Z_s(s) \ll z_{oi1}(s)$ wird das Wechselrichtersystem 1 nicht vom Wechselrichtersystem 2 beeinflusst. Wenn diese Bedingung nicht erfüllt wird, wird der Einfluss des Wechselrichtersystems 2 auf das Wechselrichtersystem 1 verstärkt. In diesem Fall muss der Einfluss des Wechselrichtersystems 2 auf die Stabilität des Wechselrichtersystems 1 detailliert analysiert werden, wie im Folgenden gezeigt wird.

Um die dynamische Wechselwirkung zwischen den zweifach parallelen APF-Systemen zu analysieren, wird zuerst ein einzelnes APF-System untersucht. Mittels des Modells des APF-Systems wird die Analyse des Einflusses der Schaltungsparameter auf die Stabilität des APF-Systems durchgeführt. Die Filterinduktivität beeinflusst die Stabilität des APF-Systems in zwei Fällen. Im ersten Fall ist das APF-System stabil bei hoher Proportionalverstärkung K_p des Stromreglers. Bei dieser Bedingung führt die abnehmende Filterinduktivität zur Instabilität des APF-Systems, wenn die gesamten Totzeiten im System betrachtet werden. Im zweiten Fall ist das System nahezu stabil wegen der niedrigen Nachstellzeit T_{n7} und der Proportionalverstärkung K_p des Stromreglers. Bei dieser Bedingung hat die Erhöhung der Filterinduktivität die Instabilität des APF-Systems zur Folge. Sowohl eine zunehmende Proportionalverstärkung des Stromreglers als auch eine abnehmende Nachstellzeit des Stromreglers verursachen eine Instabilität des APFs, wenn die gesamten Totzeiten berücksichtigt werden.

Zur Analyse des Einflusses des APFs auf einen mit ihm parallel geschalteten APF wird die Ausgangsimpedanz verwendet. Die Berechnung zeigt, dass die Ausgangsimpedanz erst eine kapazitive Charakteristik, dann eine Resonanz im mittleren Frequenzbereich und schließlich eine induktive Eigenschaft mit steigender Frequenz hat. Die von der PWM und der Filterimpedanz sowie dem Stromregler verursachte Resonanz wird durch die Parameter wie die Filterparameter des APFs, die PWM-Verzögerungszeit und die Parameter des Stromreglers beeinflusst. Hauptsächlich verstärken die Reduktion der Filterinduktivität, die Erhöhung der PWM-Verzögerungszeit und der Anstieg der Proportionalverstärkung des Stromreglers die Resonanz der Ausgangsimpedanz.

Auf der Basis der Stabilitätsanalyse eines einzelnen APF-Systems und der Ausgangsimpedanz eines APF-Systems (APF 2) wird der Einfluss eines APF-Systems (APF 2) auf die Stabilität eines anderen APF-Systems (APF 1) untersucht.

Das Bodediagramm zeigt, dass die Ausgangsimpedanz des APF 2 die Bandbreite und den Phasenrand des APF 1 verändert. Die Reduktion des Phasenrands führt dazu, dass der APF 1 instabil wird. Aus der Analyse ist zu erkennen, dass die Absenkung der Filterinduktivität und der Anstieg der PWM-Verzögerungszeit des APF 2 die Reduktion des Phasenrands des APF 1 hervorrufen und damit die Stabilität des APF 1 verschlechtern.

Um die dynamische Robustheit für einen APF zu verbessern, sollte die Bandbreite des APF 1 verringert werden, z. B. die Verringerung der Proportionalverstärkung oder der Integralverstärkung, die Vergrößerung der Kabelinduktivität zwischen dem Wechselrichter und dem Netz. Mit diesen Methoden kann die Bandbreite reduziert und somit der Phasenrand erhöht werden.

8.2 Benennung zukünftiger Aufgaben

Im Zeitraum von 2009 bis 2011 wurde die dynamische Wechselwirkung zwischen den mehrfach parallelen Wechselrichtersystemen beim schwachen Netz im Rahmen dieser Arbeit untersucht und die Ausgangsimpedanz-Methode verwendet [58][60]. Damals gab es wenige relevante Hinweise in der Literatur. Seit 2013 wurde diese Methode in vielen Veröffentlichungen behandelt und verwendet [79-84]. Auf der Basis der Analysen in der Arbeit werden die zukünftigen Aufgaben wie folgt aufgezeigt.

In dieser Arbeit wurde die Ausgangsimpedanz eines Wechselrichtersystems berechnet und der Einfluss der Ausgangsimpedanz des einen, in einem zweifach parallelen Wechselrichtersystem, auf die Stabilität des anderen Wechselrichtersystems ausführlich analysiert. Um die Untersuchung der dynamischen Wechselwirkung zwischen den zweifach parallelen Wechselrichtersystemen zu vereinfachen, wurde die Last jedes Wechselrichtersystems als eine ideale Stromquelle betrachtet. Für die künftigen Arbeiten wird die Stabilitätsanalyse des zweifach parallelen Wechselrichtersystems mit einer RL-Last empfohlen.

In dem untersuchten System wird ein Filter bestehend aus einer einzigen Induktivität L eingesetzt. In vielen Fällen wird ein LCL-Filter verwendet. Darauf sollten weitere die Stabilitätsuntersuchungen des komplexen Systems ausgerichtet werden.

Außerdem basiert die Stabilitätsanalyse darauf, dass die von der PLL gemessene und gefilterte Frequenz fest ist. Die Stabilität des Wechselrichtersystems kann wegen der Anwendung der PLL bei unsymmetrischem Netz verschlechtert werden. Deshalb sollte in Zukunft die Auslegung der PLL mit hoher Robustheit durchgeführt werden.

9 Anhang

9.1 Technische Daten

Transformator :

Nennleistung:

schwaches Netz: $S_T = 120\text{KVA}$

starkes Netz: $S_T = 2500\text{KVA}$

relative Kurzschlussspannung: $u_k = 6\%, 8\% \dots 15\%$

Impedanzverhältnis: $R / X = 0.1$

9.2 Simulationsdiagramm

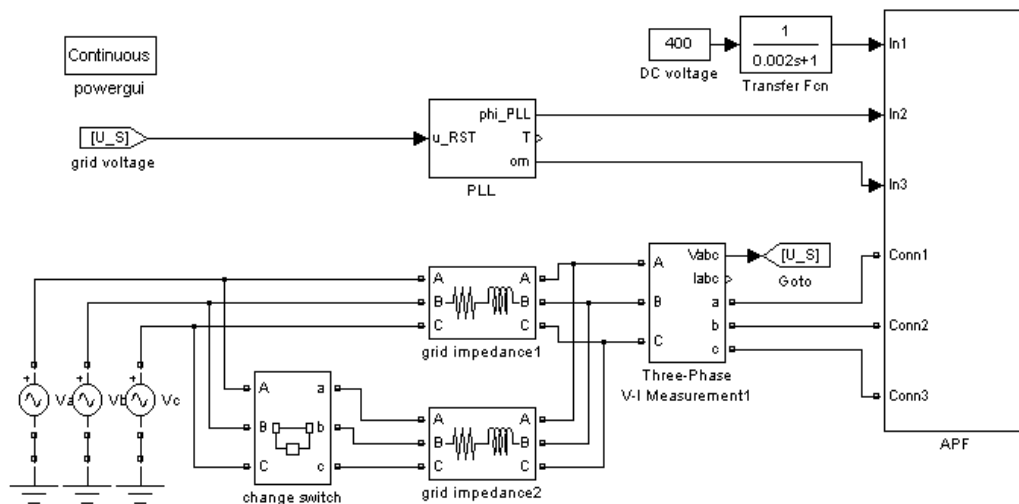


Abb. 9.1: Simulationsdiagramm eines Wechselrichtersystems

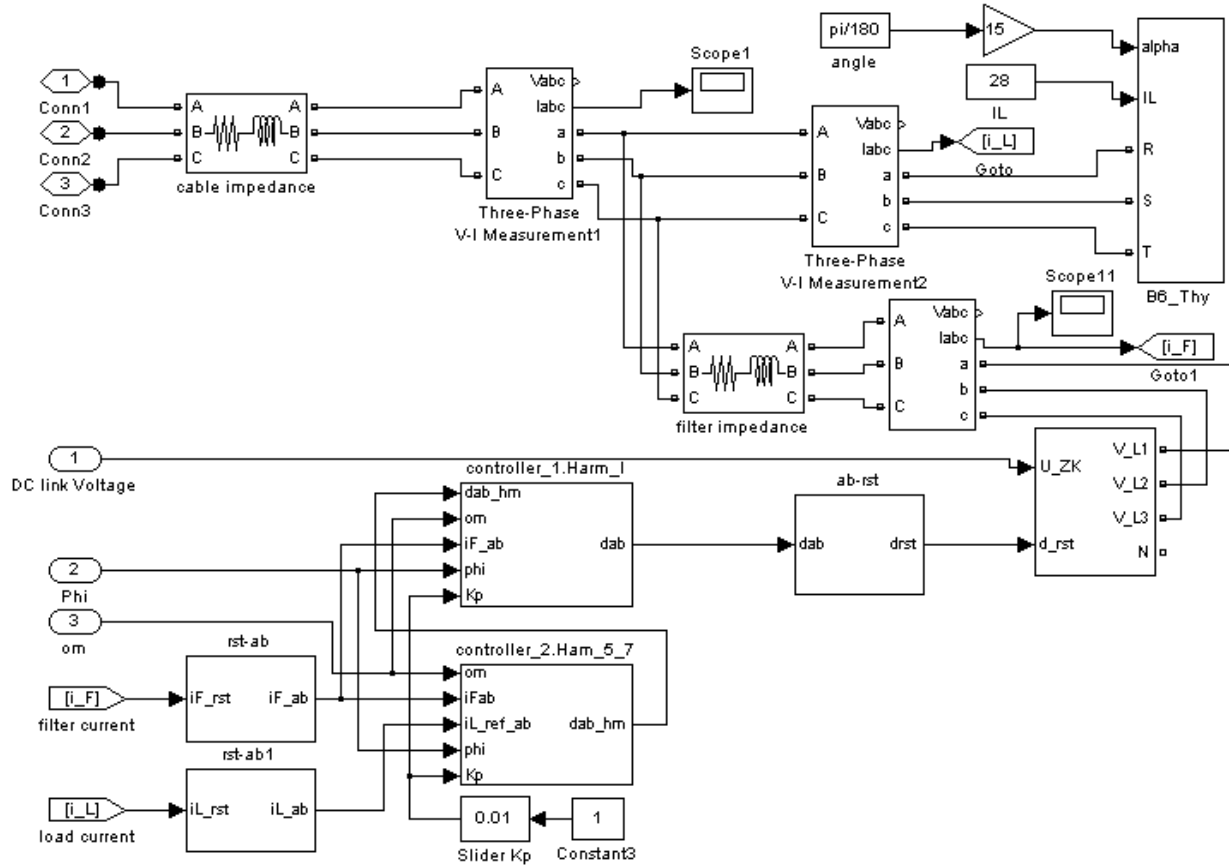


Abb. 9.2: Simulationsdiagramm des APFs

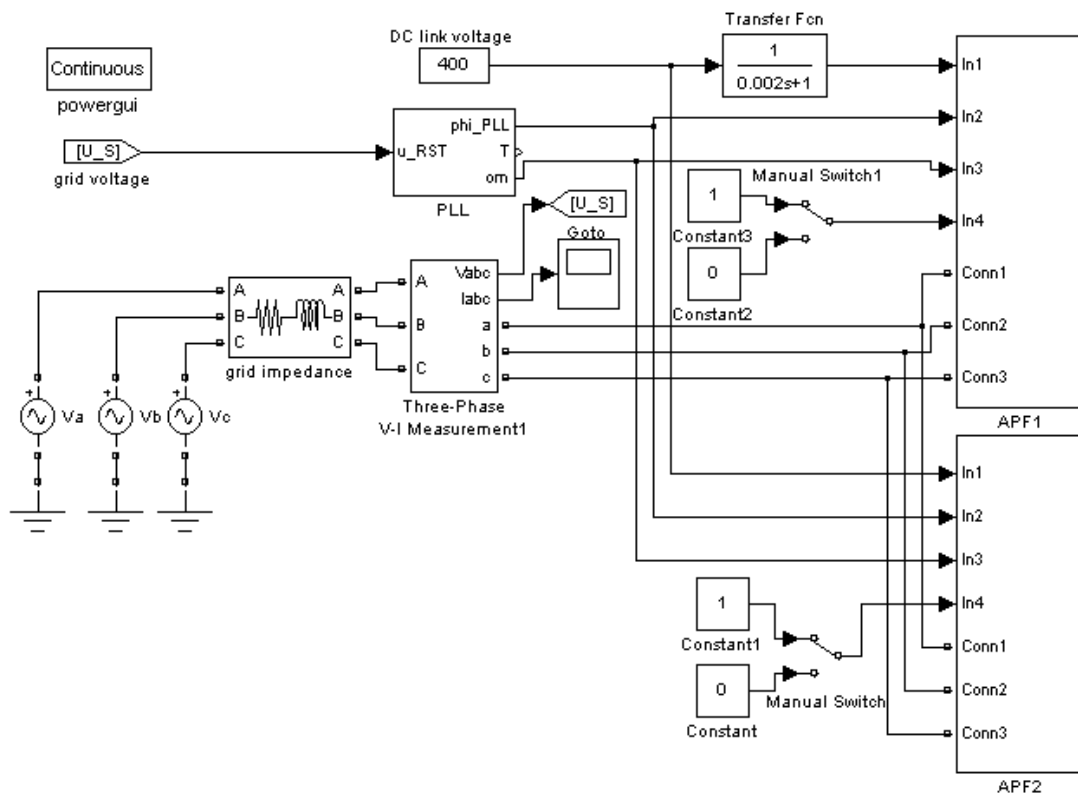


Abb. 9.3: Simulationsdiagramm des zweifach parallelen APFs

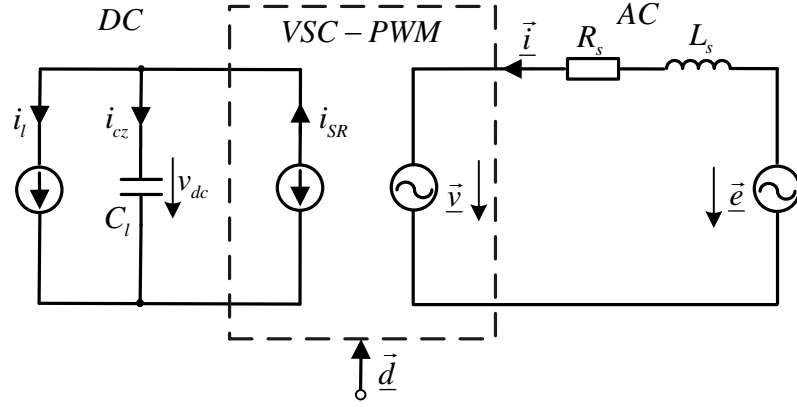


Abb. 9.4: Raumvektorsatzschaltbild des Stromrichters

9.3 Ableitungen des Modells des Stromrichtersystems

Das Raumvektorsatzschaltbild des Mittelwertmodells des Stromrichters ist in Abb. 9.4 dargestellt.

Bei Anwendung des Mittelwertmodells kann der Zwischenkreisstrom zu einer Ersatzstromquelle zusammengefasst werden. Ihre Bestimmungsgleichung lautet:

$$i_{SR} = \frac{3}{8} (\underline{\vec{d}}^* \cdot \underline{\vec{i}} + \underline{\vec{d}} \cdot \underline{\vec{i}}^*) = \frac{3}{4} (d_\alpha \cdot i_\alpha + d_\beta \cdot i_\beta). \quad (9.1)$$

Für die Stromrichterspannung am Eingang lässt sich die folgende Beziehung aufstellen.

$$\underline{\vec{v}} = \frac{1}{2} \underline{\vec{d}} \cdot v_{dc} \quad (9.2)$$

Das dynamische Verhalten auf der AC-Seite und der DC-Seite eines Stromrichters kann durch folgende Differentialgleichungen beschrieben werden.

$$\underline{\vec{e}} = \underline{\vec{v}} + R_s \cdot \underline{\vec{i}} + L_s \cdot \dot{\underline{\vec{i}}} \quad (9.3)$$

$$i_l + i_{cz} - i_{SR} = 0 \quad (9.4)$$

$$i_{cz} = C_l \cdot \dot{v}_{dc} \quad (9.5)$$

Der Zeitvariante Fourierreihen-Ansatz lautet:

$$\begin{aligned} \underline{\vec{i}} &= \underline{\vec{i}}^{(+1)} \cdot e^{j\omega t} + \underline{\vec{i}}^{(-1)} \cdot e^{-j\omega t} \\ \underline{\vec{d}} &= \underline{\vec{d}}^{(+1)} \cdot e^{j\omega t} + \underline{\vec{d}}^{(-1)} \cdot e^{-j\omega t} \\ \underline{\vec{e}} &= \underline{\vec{e}}^{(+1)} \cdot e^{j\omega t} + \underline{\vec{e}}^{(-1)} \cdot e^{-j\omega t} \end{aligned} \quad (9.6)$$

$$\begin{aligned} v_{dc} &= \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)} \cdot e^{j2\omega t} + v_{dc}^{(0)} + \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)*} \cdot e^{-j2\omega t} \\ i_l &= \underline{\vec{i}}_l^{(2)} \cdot e^{j2\omega t} + i_l^{(0)} + \underline{\vec{i}}_l^{(2)*} \cdot e^{-j2\omega t} \end{aligned} \quad (9.7)$$

$$\dot{v}_{dc} = (\dot{\underline{\vec{v}}}_{dc}^{(2)*} - j2\omega \cdot \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)*}) \cdot e^{-j2\omega t} + \dot{v}_{dc}^{(0)} + (\dot{\underline{\vec{v}}}_{dc}^{(2)} + j2\omega \cdot \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)}) \cdot e^{j2\omega t}. \quad (9.8)$$

Setzt man die Gln. (9.6) – (9.8) in die Gln. (9.1) – (9.2) ein, lassen sich die Stromrichterspannung und der Zwischenkreisstrom bestimmen.

$$\begin{aligned} \underline{\vec{v}} &= \frac{1}{2} [\underline{\vec{d}}'^{(-1)} \cdot \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)*} \cdot e^{-j3\omega t} + \underline{\vec{d}}'^{(+1)} \cdot \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)} \cdot e^{j3\omega t} \\ &\quad + (\underline{\vec{d}}'^{(-1)} \cdot v_{dc}^{(0)} + \underline{\vec{d}}'^{(+1)} \cdot \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)*}) \cdot e^{-j\omega t} \\ &\quad + (\underline{\vec{d}}'^{(+1)} \cdot v_{dc}^{(0)} + \underline{\vec{d}}'^{(-1)} \cdot \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)}) \cdot e^{j\omega t}] \end{aligned} \quad (9.9)$$

$$\begin{aligned} i_{SR} &= \frac{3}{8} (\underline{\vec{d}}'^{(+1)*} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(+1)} + \underline{\vec{d}}'^{(-1)*} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(-1)} + \underline{\vec{d}}'^{(-1)} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(-1)*} + \underline{\vec{d}}'^{(+1)} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(+1)*}) \\ &\quad + (\underline{\vec{d}}'^{(+1)*} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(-1)} + \underline{\vec{d}}'^{(-1)} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(+1)*}) \cdot e^{-j2\omega t} \\ &\quad + (\underline{\vec{d}}'^{(-1)*} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(+1)} + \underline{\vec{d}}'^{(+1)} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(-1)*}) \cdot e^{j2\omega t} \end{aligned} \quad (9.10)$$

Es entsteht eine dritte Harmonische in der Beschreibung des Raumvektors der Stromrichterspannung.

Setzt man die Gln. (9.9) – (9.10) in die Systemgleichung (9.3) – (9.5) ein, können durch Koeffizientenvergleich im dynamischen Verhalten auf der AC-Seite des Systems das Gegensystem und das Mitsystem bestimmt werden.

$$\frac{1}{2} (\underline{\vec{d}}'^{(+1)} \cdot \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)*} + \underline{\vec{d}}'^{(-1)} \cdot v_{dc}^{(0)}) = \underline{\vec{e}}'^{(-1)} - R_s \cdot \underline{\vec{i}}'^{(-1)} - L_s \cdot (\dot{\underline{\vec{i}}}'^{(-1)} - j\omega \underline{\vec{i}}'^{(-1)}) \quad (9.11)$$

$$\frac{1}{2} (\underline{\vec{d}}'^{(-1)} \cdot \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)} + \underline{\vec{d}}'^{(+1)} \cdot v_{dc}^{(0)}) = \underline{\vec{e}}'^{(+1)} - R_s \cdot \underline{\vec{i}}'^{(+1)} - L_s \cdot (\dot{\underline{\vec{i}}}'^{(+1)} + j\omega \underline{\vec{i}}'^{(+1)}) \quad (9.12)$$

Durch den Koeffizientenvergleich im dynamischen Verhalten auf der DC-Seite des Systems können das Gegensystem der 2. Harmonischen, der Gleichanteil und das Mitsystem der 2. Harmonischen abgeleitet werden:

$$\underline{\vec{i}}_l^{(2)*} + C_l \cdot (\dot{\underline{\vec{v}}}_{dc}^{(2)*} - j2\omega \cdot \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)*}) - \frac{3}{8} (\underline{\vec{d}}'^{(+1)*} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(-1)} + \underline{\vec{d}}'^{(-1)} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(+1)*}) = 0 \quad (9.13)$$

$$\underline{\vec{i}}_l^{(0)*} + C_l \cdot \dot{\underline{\vec{v}}}_{dc}^{(0)} - \frac{3}{8} (\underline{\vec{d}}'^{(+1)*} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(+1)} + \underline{\vec{d}}'^{(-1)*} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(-1)} + \underline{\vec{d}}'^{(-1)} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(-1)*} + \underline{\vec{d}}'^{(+1)} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(+1)*}) = 0 \quad (9.14)$$

$$\underline{\vec{i}}_l^{(2)} + C_l \cdot (\dot{\underline{\vec{v}}}_{dc}^{(2)} + j2\omega \cdot \underline{\vec{v}}_{dc}^{(2)}) - \frac{3}{8} (\underline{\vec{d}}'^{(-1)*} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(+1)} + \underline{\vec{d}}'^{(+1)} \cdot \underline{\vec{i}}'^{(-1)*}) = 0. \quad (9.15)$$

Durch Trennung von Real- und Imaginärteil jedes Raumvektors kann die Gleichung für die d- und q-Komponente in dq- Koordinaten auf der AC-Seite des Systems erhalten werden:

$$\begin{aligned}
\frac{1}{2}(d_d^{(-1)} \cdot v_{dca}^{(2)} - d_q^{(-1)} \cdot v_{dcb}^{(2)} + d_d^{(+1)} \cdot v_{dc}^{(0)}) &= e_d^{(+1)} - R_s \cdot i_d^{(+1)} - L_s \cdot (\dot{i}_d^{(+1)} - \omega \cdot i_q^{(+1)}) \\
\frac{1}{2}(d_d^{(-1)} \cdot v_{dcb}^{(2)} + d_q^{(-1)} \cdot v_{dca}^{(2)} + d_q^{(+1)} \cdot v_{dc}^{(0)}) &= e_q^{(+1)} - R_s \cdot i_q^{(+1)} - L_s \cdot (\dot{i}_q^{(+1)} + \omega \cdot i_d^{(+1)}) \\
\frac{1}{2}(d_d^{(+1)} \cdot v_{dca}^{(2)} + d_q^{(+1)} \cdot v_{dcb}^{(2)} + d_d^{(-1)} \cdot v_{dc}^{(0)}) &= e_d^{(-1)} - R_s \cdot i_d^{(-1)} - L_s \cdot (\dot{i}_d^{(-1)} + \omega \cdot i_q^{(-1)}) \\
\frac{1}{2}(-d_d^{(+1)} \cdot v_{dcb}^{(2)} + d_q^{(+1)} \cdot v_{dca}^{(2)} + d_q^{(-1)} \cdot v_{dc}^{(0)}) &= e_q^{(-1)} - R_s \cdot i_q^{(-1)} - L_s \cdot (\dot{i}_q^{(-1)} - \omega \cdot i_d^{(-1)})
\end{aligned}
\tag{9.16}$$

Durch Trennung von Real- und Imaginärteil jedes Raumvektor kann die Gleichung für die d- und q-Komponente in dq- Koordinaten auf der DC-Seite des Systems erhalten werden:

$$\begin{aligned}
i_{la}^{(2)} + C_l \cdot (\dot{v}_{dca}^{(2)} - 2\omega \cdot v_{dcb}^{(2)}) - \frac{3}{8}(d_d^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} + d_q^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} + d_d^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)} + d_q^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)}) &= 0 \\
i_{lb}^{(2)} + C_l \cdot (\dot{v}_{dcb}^{(2)} + 2\omega \cdot v_{dca}^{(2)}) + \frac{3}{8}(d_d^{(+1)} \cdot i_q^{(-1)} - d_q^{(+1)} \cdot i_d^{(-1)} - d_d^{(-1)} \cdot i_q^{(+1)} + d_q^{(-1)} \cdot i_d^{(+1)}) &= 0 \\
i_l^{(0)} + C_l \cdot \dot{v}_{dc}^{(0)} - \frac{3}{4}(d_d^{(+1)} \cdot i_d^{(+1)} + d_q^{(+1)} \cdot i_q^{(+1)} + d_d^{(-1)} \cdot i_d^{(-1)} + d_q^{(-1)} \cdot i_q^{(-1)}) &= 0.
\end{aligned}
\tag{9.17}$$

10 Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen

10.1 Abkürzungsverzeichnis

Abb	Abbildung
AC	Wechselgröße
APF	Aktiv Power Filter
cos	Kosinusfunktion
DC	Gleichgröße
EES	Elektroenergiesystem
Gl./Gln	Gleichung/Gleichungen
KCL	Kirchhoff- Knotenpunktsatz
KVL	Kirchhoff-Maschensatz
HVDC	Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung
IGBT	Isolated Gate Bipolar Transistor
PI-Regler	Proportional-Integral-Regler
PR-Regler	Proportional-Resonanz-Regler
PT1 Glied	Verzögerungsglied erster Ordnung
PLL	Phasenregelschleife (Phase Locked Loop)
PWM	Pulsweitenmodulation
RV	Raumvektor
RL	Widerstand und Induktivität
SVPWM	Raumzeigerpulsweitenmodulation (space vector puls width modulation)
sin	Sinusfunktion
SSI	Sinusförmiger Signal-Integrator
WR	Wechselrichter
THD	Total Harmonic Distortion

10.2 Formelzeichen

A	Amplitude
C	Kondensator
d	Schalterfunktion

D	Diode
e	Netzspannung
E	Verlustenergie
f_s	Schaltfrequenz
f_f	Referenzsignalfrequenz
f	Funktion
i, I	Strom
I_{cz_rms}	Effektivwert des Kondensatorstroms
Δi_{SR}	Rippelanteil des Zwischenkreisstroms
I_{N_rms}	Effektivwert des Netznennstroms
di_F / dt	Stromsteilheit
G	Übertragungsfunktion
K_i	Integralverstärkung
K_p	Stromreglerproportionalverstärkung
L	Induktivität
M	Modulationsindex
p	Netzwirkleistung
P_{c_loss}	Verlustleistung des Kondensators
q	Netzblindleistung
Q_{rr}	Sperrverzögerungsladung
R	Widerstand
R_{ESR}	Äquivalenter Serienwiderstand des Kondensators
R_{Gon}, R_{Goff}	Gatevorwiderstände
S	Nennleistung
$s_{a0} \sim s_{c0}, s_{a1} \sim s_{c1}$	Zustand der sechs Schalter
$S_{e1} \sim S_{e6}$	Sechs Sektoren in einer Referenzspannungsperiode
s_p	Referenzsignal
x	Variable (e, d, v, i)

\vec{x}	komplexer Vektor
T	Transistor
T	Temperatur
T_d	Verzögerungszeit der PWM
T_f	Referenzspannungsperiode
T_i	Integralzeitkonstante
T_j	Sperrschichttemperatur
T_{n7}	Nachstellzeit des 7. Oberschwingungsstromreglers
T_s	Schaltperiode
$T_{t0} \sim T_{t3}$	Sechs Zeitdauern in einer Schaltperiode
v	Spannung des Stromrichters
V	Gleichspannung
$V_1 \sim V_7$	Sieben Raumvektoren
v_T	Trägerspannungssignal
\underline{x}	Komplex
z, Z	Impedanz
z_{oi}	Ausgangsimpedanz
ω	Winkelkreisfrequenz
ϕ	Phasenverschiebung zwischen der Grundschiwingung der Netzspannung und dem Netzstrom
β	Phase

10.3 Tiefgestellte Indizes

a, b, c	Phasen des Netzstromsystems
c	Innen
ca	Kabel
CE	Kollektor-Emitter
cs	Gesteuerter Stromquelle
cz	Kondensator

d	Realteil des rotierenden Raumvektors
dq	Vektor im rotierenden Koordinatensystem
dc, DC	DC-Seite
D	Diode
D_{con}	Durchlass der Diode
D_{off}	Ausschalt der Diode
f	Filter
F	Durchlasszustand der Diode
i	Strom
id	Zwischen Filterstrom und Schaltfunktion
ii	Zwischen Filterstrom und Laststrom
$ii2$	Zwischen Filterstrom des APF 1 und Stromsollwert des APF 2
iu	Zwischen Filterstrom und Netzspannung
g	Gesamt
G	Gate
GE	Gate-Emitter
k	Kollektor des IGBTs
l, L	Last
$loss$	Verlust
m	α Komponente oder β Komponente
N	Netz
n	Nummern des APFs in einem mehrfach parallelen APF
o	Ausgang
oo	APF 1 ohne APF 2
on	APF 1 mit parallel zu APF 2
PR	PR-Regler
q	Imaginärteil des rotierenden Raumvektors
ref	Sollwert
rms	Effektivwert
s	Sinuskomponente
SR	Stromrichter

t	Zeitvariable
T	Transistor
T_{con}	Durchlasszustand des IGBTs
th_{cu}	zwischen des Chip und der Umgebung
T_{on}, T_{off}	Ein- und Ausschalt des IGBTs
u	Umgebung
v	Spannung
α	Realteil des ruhenden Raumvektors
β	Imaginärteil des ruhenden Raumvektors
$\alpha\beta$	Vektor im rotierenden Koordinatensystem
w	Am Gleichrichtereingang
1 ~ 6	Nummern der Schalter
1,2	Nummern des APFs

10.4 Hochgestellte Indizes

1,5,7,11,13	Grundschiwingung, die 5.,7.,11.,13.Harmonischen
2	Quadrat
(0)	Gleichanteil
(1)	Grundschiwingung
(2)	2. Harmonische
+	Mitsystem
-	Gegensystem
*	Konjugiert komplexe Größe
'	Inversbetrieb
\wedge	Scheitelwert
n	Ordnung der Harmonische
T	Transponierte Matrix

11 Literaturverzeichnis

- [1] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen and F. Blaabjerg "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules;" IEEE Trans. Ind. Applications, vol.41, no.5, Sept/Oct, 2005, pp: 1292-1306.
- [2] R. Mechouma, B. Azoui and M. chaabane, "Three-Phase Grid Connected Inverter for Photovoltaic Systems, a Review;" Renewable Energies and Vehicular Technology (REVET); First International Conference, 26-28 March 2012.
- [3] A. J. Roscoe, S.J. Finney, G.M. Burt, "Tradeoffs between AC Power Quality and DC Bus Ripple for 3-Phase 3-Wire Inverter-Connected Devices within Microgrids;" IEEE Trans. Power Electronics, vol.26, no.3, March, 2011, pp: 674-688.
- [4] B.N. Singh, and A. Chandra K. Al-Haddad, and A. Pandey "A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters;" IEEE Trans. Ind. Electronics, vol.51, no.3, June, 2004, pp: 641-660.
- [5] L.Moran and P.D.Ziogas, "Design Aspects of Synchronous PWM Rectifier-Inverter Systems under Unbalanced Input Voltage Vonditions;" IEEE Trans.Ind Appl,vol.28,no.6,Nov/Dec,1992, pp1286-1293.
- [6] A.V.Stankovic and T.A.Lipo, "A Generalized Control Method for Input Simultaneous Unbalanced Input Voltages and Input Impedances," Proc. IEEE Conf Rec. PESC 2001, Vol. 3, pp. 1309-1314, 2001.
- [7] X.H.Wu, S.K.Panda and J.X.Xu, "Development of a New Mathematical Model of Three Phase PWM Boost Converter under Unbalanced Supply Voltage Operating Conditions," Proc. IEEE Conf: Rec. PESC 2006, Vol. 2, pp. 1391-1398, April. 2006.
- [8] Y.S Suh, T.A. Lipo, "Modelling and Analysis of Instantaous Active and Reactive Power for PWM AC/DC Converter under Generalized Unbalanced Network;" IEEE Trans. Power.del, Vol. 21,No.3,July.06
- [9] Boyin, Ramesh Oruganti "An output-power-control strategy for a three-phase pwm converter under unbalanced supply conditions;" IEEE Trans. On industrial electronocs, vol 55, No 5 May, 2008.
- [10] J.G. Hwang and P. W. Lehn "Control of AC-DC Converters under Unbalanced Operating Conditions Using The DC Space Vector Control Concept;" IEEE PESC, June, 2008, pp.830-836.
- [11] Xibo, Yan, Fei Wang, D. Boroyevich., Yongdong Li and R. Burgos, "DC-Link Voltage Control of a Full Power Converter for Wind Generator Operating in Weak-Grid Systems," IEEE trans. Power electronics, vol.24, no.9, pp: 2178 – 2192, Sept.2009.
- [12] M. R Rathi, N. Mohan, "A Novel Robust Low Voltage and Fault Ride through for Wind Turbine Application Operating in Weak Grids," IECON'05, 31st annual conference of IEEE, 6-10 Nov. 2005.
- [13] Wenhua HU, Weiming Ma, and Chunxi LIU "Research on a New Control Strategy of Three Phase Inverter for Unbalanced Loads;" J. Electromagnetic Analysis & Applications, 2010, no. 2: pp: 39-44.
- [14] Peng Li, Bai Dan, Kang Yong, and Chen Jian, "Research on Three-Phase Inverter with Unbalanced Load;" Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC. Nineteenth Annual IEEE, Vol. 1, pp: 128-133.
- [15] Jong-Woo Choi and Seung-Ki Sul "A New Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Output Voltages;" IEEE Trans. Ind. Applications, vol.31, no.5, Sept/Oct, 1995, pp: 1001-1008.
- [16] X. M, Yuan, W., Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters with Zero Steady-State Error for Current Harmonics of Concern

under Unbalanced and Distorted Operating Conditions;" IEEE Trans. Ind. Applications, vol.38, no.2, Mar./April, 2002, pp: 523-532.

[17] X. H. Wu, S.K. Panda and J.X.Xu, "Supply-Side Current Harmonics Control of Three Phase PWM Boost Converter Under Distorted and Unbalanced Supply Voltage Conditions;" Proc. ,IEEE Conf. Rec. PEDS 2007, Nov. 2007.

[18] <<Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning>>, Hirofumi Akagi, Edisn Hirokazu Watanabe, Mauricio Aredes, IEEE Press Editorial Board.

[19] Y.S Suh and T.A.Lipo, "Modelling and Analysis of Instantaneous Active and Reactive Power for PWM AC/DC Converter under Generalized Unbalanced Network," IEEE Trans. Power.delivery, Vol. 21, No.3, July. 2006.

[20]. P. A. Dahono, Y. Sato and T. Kataoka, "An Analysis of The Ripple Components of The Input Current and Voltage of PWM Inverters;" Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference, Feb. 1995, vol.1, pp: 323 – 328.

[21] J W. Kolar and S.D. Round, "Analytical Calculation of The RMS Current Stress on The DC-Link Capacitor of Voltage-PWM Converter Systems;" IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 153, no. 4, pp: 535:543, 2006.

[22] U. Nicolai, T. Reiman, J. Petzoldt and J. Lutz, Semikron Applikationsbuch IGBT- und MOSFET-Leistungsmodule (SKM 40 GD 123 D), Ilmenau 1998.

[23] R.W. Erickson , D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics (Second Edition)" Springer, 2001.

[24] P. Rioual, H. Pouliquen and J.P. Louis, "Regulation of A PWM Converter in The Unbalanced Network State Using a Generalized Model;" IEEE Trans. Power Electron., Vol. 11, pp. 495-502, May, 1996.

[25] H. Song and K. Nam, "Dual Current Control Scheme for PWM Converter under Unbalanced Input Voltage Conditions;" IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 46, No.5 pp. 953-959, Oct, 1999.

[26] Y.S Suh, T.A. Lipo, "Control Scheme in Hybrid Synchronous Stationary Frame for Pwm AC/DC Converter under Generalized Unbalanced Operating Conditions," IEEE Trans. Ind.appl, Vol. 42, No.3,May/June. 2006.

[27] A.V.Stankovic and T.A.Lipo "AGeneralized Control Method for Input Simultaneous Unbalanced Input Voltages and Input Impedances;" Proc. IEEE Conf Rec. PESC 2001, Vol. 3, pp. 1309-1314, 2001.

[28] L. Mihalanche, "A High Performance DSP Controller for Three-Phase PWM Converters with Ultra Low Input Current THD under Unbalanced and Distorted Input Voltage," Proc. IEEE IAS annual meeting 2005., vol.1, pp. 138-144, Jan, 2005.

[29] D. Vincenti and H. Jin, "A Three-Phase Regulated PWM Converter with On-Line Feedforward Input Unbalance Correction," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 41, pp. 526-532, Oct, 1994.

[30] K.Zhou and D.Wang, "Digital Repetitive Controlled Three-Phase PWM Converter," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 18, pp. 309-316, Jan, 2003.

[31] Y.S. Suh, V. Tijeras and T.A. Lipo, "A Nonlinear Control of The Instantaneous Power in dq Synchronous Frame for PWM AC/DC Converter under Generalized Unbalanced Operating Conditions," Proc. IEEE-IAS Annual Meeting, Vol. 2, pp. 1189 - 1196, Oct.2002.

- [32] Y.S Suh, "Analysis and Control of Three-Phase AC/DC PWM Converter under Unbalanced Operating Conditions," Ph.D. dissertation thesis, at the University of Wisconsin-Madison, 2004.
- [33] A.V. Timbus, P. Rodriguez, "Control Strategies for Distributed Power Generation Systems Operating on The Fault Grid," Conf. Rec. IEEE ISIE 2006, vol.2, pp: 1601-1607.
- [34] D. Ruiu, R. I. Bojoi, "New Stationary Frame Control Scheme for Three Phase PWM Converters under Unbalanced Voltage Dips Conditions," IEEE TRANS. INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 46, NO. 1, JAN/FEB 2010, pp: 268-277.
- [35] A. Yazdani, and R. Iravani, "A Unified Dynamic Model and Control for The Voltage-Sourced Converter under Unbalanced Grid Conditions," IEEE trans power Del, Vol.21, No.3, Jul.2006.
- [36] Jiabing. Hu and Yikang. He, "Modelling and Control of Grid-Connected Voltage-Sourced Converters under Generalized Unbalanced Operating Conditions," IEEE trans Energy conversion, Vol.23, N0.3 Sep. 2008.
- [37] X. H. Wu, S.K. Panda, "Supply-side Current Harmonics Control of Three Phase PWM Boost Converter under Distorted and Unbalanced Supply Voltage Conditions," Peds, IEEE 2007.
- [38] J. G. Hwang, P.W. Lehn, M. Winkelnkemper, "Control of Grid Connected AC-DC Converters with Minimized DC Link Capacitance under Unbalanced Grid Voltage Condition," Conf. Rec. IEEE EPE 2007, pp1-10.
- [39] A.V. Stankovic and T.A. Lipo, "A Novel Control Method for Input Output Harmonic Elimination of The PWM Boost Type Converter under Unbalanced Operating Conditions," IEEE trans. power electronics. Vol.16, No.5, Sep. 2001.
- [40] D.Riou, R.Bojoi,L. R.Limongi, A.Tenconi "Dynamic Performance of Grid Connected AC/DC Voltage Source Converter under Voltage Dips Transient Conditions," IEEE 2009.
- [41] H. Akagi, "New Trends in Active Filters for Power Conditioning," IEEE trans. Ind Applicatios, vol.32, no.6, pp. 1312 - 1322, Nov/De- c.1996.
- [42] H. Akagi, Y. Tsukamoto, and A. Nabae, "Analysis and Design of an Active Power Filter Using Quad-series Voltage Source PWM Converters," IEEE trans Ind. Electronics, vol.26, no.1, pp: 93-98, Jan.1990.
- [43] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement," IEEE trans Ind. Electronics, vol.46, no.5, pp.960-971, Oct.1999.
- [44] Fang Zheng Peng., "Application Issues of Active Power Filter," IEEE Ind. Application Magazine, vol.4, no.5 pp.21-30, Sep/Oct 1998.
- [45] P. Mattavelli, "A Closed-loop Selective Harmonic Compensation for Active Filters," IEEE trans Ind. Applications, vol.37, no.1, pp.81-89, Jan/Feb 2001.
- [46] C. Lascu, L. Asiminoaei I. Boldea and F. Blaabjerg "High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters," IEEE trans Power electronics, vol.22, no.5, pp.1826-1835, Sep.2007.
- [47] R.I. Bojoi;G. Griva; V. Bostan; M. Guerriero;F. Farina; F. Profumo, "Current Control Strategy for Power Conditioners Using Sinusoidal Signal Integrators in Synchronous Reference Frame," IEEE trans Ind. Electronics, vol. 20, no.6, pp. 1402-1412, Nov.2005.
- [48] C. S. Lee, S. kim, C. B. Kim, S. C. Hong, J. S. Yoo, S. W. Kim, C. H. Kim, S. H. Woo and S. Y. Sun. "Parallel UPS with a Instantaneous Current Sharing Control," in IEEE IECON, pp568-573, 1998.

- [49] T.Kawabata and S.Higashino, "Parallel Operation of Voltage Source Inverters," IEEE Trans. Ind. Application, vol.24, no.2, pp.281-287, 1988.
- [50] J. H. R. Enslin and P. J. M. Heskes, "Harmonic interaction between a large number of distributed power inverters and the distributed network," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 6, pp. 1586–1593, Nov. 2004.
- [51] Wu Longhui; Zhuo Fang; Zhang Pengbo, Li Hui; and Wang Zhaoan; "Stability Analysis and Controller Design of Hybrid Compensation System with Parallel Active Power Filter and Parallel Capacitors," IEEE PES, pp: 1105 – 1111, 2007.
- [52] X. Feng, J. Liu, and F.C. Lee, "Impedance Specification for Stable DC Distributed Power Systems," IEEE trans on Power electronics, vol.17, no.2, pp.157-162, Mar.2002.
- [53] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Stability of Photovoltaic and Wind Turbine Grid-connected Inverters for A Large Set of Grid Impedance Values," IEEE trans. Power electronics, vol.21, no.1, pp: 263-272, Jan. 2006.
- [54] L. Corradini, P. Mattavelli, M. Corradin and F. Polo, "Analysis of Parallel Operation of Uninterruptible Power Supplies Loaded through Long Wiring Cables," IEEE trans. Power electronics, vol.25, no.4, pp: 1046 – 1054, April, 2010.
- [55] Zhonghui Bing, K. J. Karimi and Jian Sun, "Input Impedance Modeling and Analysis of Line-Commutated Rectifiers", IEEE trans. Power electronics, Vol.24, No.10, Oct.2009.
- [56] F. Briz and M. W. Degner, "Analysis and Design of Current Regulators Using Complex Vectors," IEEE trans. Ind. Application, vol.36, no.3, pp: 817-825, May/June.2000.
- [57] J. G. Hwang, P. W. Lehn, and M. Winkelnkemper, "A generalized Class of Stationary Frame-Current Controllers for Grid-Connected AC-DC Converters," IEEE trans. power delivery, vol.25, no.4, pp: 2742-2751, Oct.2010.
- [58] Pengpai Dang, Jürgen Petzoldt, Thomas Ellinger "Stability analysis of multi-parallel APF systems", EPE Power Electronics and Applications, Sept. 2011.
- [59] Pengpai. Dang, Jürgen Petzoldt, "A Novel Feedback-Based Control for PWM AC/DC Converters under Unbalanced Grid Conditions," EPE/PEMC, 2010, pp: T2-162 -166.
- [60] Pengpai Dang, Thomas Ellinger, Jürgen Petzoldt, "Dynamic Interaction Analysis of APF Systems," IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol. 61, No.9, Sept, 2014.
- [61] Pengpai. Dang, Jürgen Petzoldt, "A new Control Scheme for the Three-phase Four-wire PWM Converter under Unbalanced and Distorted Input Conditions," EPE/PEMC, 2010, pp: T2-162 -166.
- [62] Pengpai Dang, Petzoldt, J., "A new control scheme of the three-phase four-wire PWM converter under unbalanced and distorted input conditions", Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International, 6-8 Sept. 2010
- [63] R.D. Middlebrook, "Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators," in Rec.1976 IEEE Ind.Appl.Soc.Annu.Meeting, pp. 366-382.
- [64] R.D. Middlebrook, "Null Double Injection and the Extra Element Theorem," IEEE Transactions on Education, vol.32, NO.3, Aug.1989, pp: 167-180.
- [65] J.Sun,"Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems", IEEE Trans. Power Elektron.,vol.24, no.11, pp.2545-2554, Nov.2009.

- [66] L. Asiminoaei, and S. Hansen, "Selective Harmonic Current Mitigation with Shunt Active Power Filter," Power Electronics and Applications, 2-5, Sept.2007, pp: 1-10.
- [67] Blaabjerg. F; Teodorescu, R. Liserre, M, Timbus, A. V. "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 53, NO. 5, OCTOBER 2006.
- [68]. S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, no. 3, pp. 431–438, May 2000.
- [69]. L. N. Arruda, S. M. Silva, and B. Filho, "PLL structures for utility connected systems," in Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting, 2001, vol. 4, pp. 2655–2660.
- [70]. S.-K. Chung, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems," Proc. Inst. Electr. Eng.-Electron. Power Appl., vol. 147, no. 3, pp. 213–219, May 2000.
- [71]. S. Cobreces, E. Bueno, F. J. Rodriguez, F. Huerta and P. Rodriguez, "Influence analysis of the effects of an inductive-resistive weak grid over L and LCL filter current hysteresis controllers", Proc. 2007 Eur. Conf. Power Electron. Appl.
- [72] E Twining, DG Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter, " IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 3, pp. 431–438, May 2003.
- [73] M Liserre, F Blaabjerg, S Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," IEEE Trans. Ind. Application, vol.41, no.5, pp.1281-1291, 2005.
- [74] V. Blasko and V. Kaura, "A novel control to actively damp resonance in input Lc filter of a three-phase voltage source converter", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 33, no. 2, pp.542 -550 1997
- [75] M. Liserre, Aquila, and F. Blaabjerg, "Genetic algorithm based design of the active damping for a LCL-filter three-phase active rectifier", IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 1, pp.76 -86 2004
- [76] Muhlethaler, J.; Schweizer, M.; Blattmann, R.; Kolar, J.W.; Eckerlebe, A. "Optimal Design of LCL Harmonic Filters for Three-Phase PFC Rectifiers", Power Electronics, IEEE Transactions on, On page(s): 3114 - 3125 Volume: 28, Issue: 7, July 2013
- [77] S; J, Chiang and J. M. Chang "Parallel Control of the UPS Inverters with Frequency-Dependent Droop Scheme," PESC, vol.2, pp 957-961, 17 -21 Jun 2001.
- [78] A. V. Timbus, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Adaptive Resonant Controller for Grid-connected Converters in Distributed Power Generation Systems," in Conf. Rec. IEEE APEC, 2006, pp. 1601–1606
- [79] Jan Reese, Daniel Janning and Friedrich W. Fuchs, "Evaluation of harmonic compensation algorithms with parallel autonomously controlled inverters in isolated microgrids", Industrial Electronics Society, IECON 2013
- [80] Ling Xu, Lingling Fan, "Impedance-Based Resonance Analysis in a VSC-HVDC System", IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 28, No. 4, Oct. 2013
- [81] Darshit G. Shah, M. L. Crow, "Stability Design Criteria for Distribution Systems with Solid-State Transformers", IEEE Trans. Power Delivery, April 2014
- [82] Xiongfei Wang, Frede Blaabjerg, "Modeling and Analysis of Harmonic Stability in an AC Power-Electronics-Based Power System", IEEE Trans. Power Electron, Vol. 29, No. 12, Dec. 2014

- [83] K., Alawasa, Y., Mohamed, "Impact of Control Implementations on the Output Impedance of Voltage-Sourced Converters", IEEE Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013
- [84] Jun Bum, Xiongfei Wang, Claus Leth Bak, Frede Blaabjerg, "Modeling and Grid impedance Variation Analysis of Parallel Connected Grid Connected Inverter based on Impedance Based Harmonic Analysis", Proceedings of the 40th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2014. IEEE Press, 2014
- [85] D.M. Van de Sype, K, De Gusseme, A.P. Van den Bossche and J.A. Melkebeek, "Small-Signal Laplace-Domain Analysis of Uniformly-Sampled Pulse-Width Modulators," Proc. Of the IEEE Power Electr. Spec. Conf. Pesc 2004, June 20-25, 2004, Aachen Germany, on CD-rom.